

ROK II STYCZEŃ – LUTY 1947 R. NR 1 – 2

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 60 zł

TREŚĆ NUMERU:

R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok II **Styczeń — luty 1947 r.** **Nr 1—2**

Z kraju i zagranicy

KRÓTKOFALARSTWO

Jak nam komunikują, zatwierdzony został już statut Polskiego Związku Krótkofalowców. Ważniejsze wyjątki ze statutu podane zostaną w przyszłym numerze „Radia".

ODBIORNIKI ANGIELSKIE

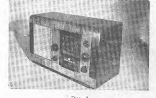
Na wystawie londyńskiej „Britain Can Make It" pokazano nowe modele odbiorników zasługujące na uwagę ze względu na ciekawe rozwiązanie.



Rys. 1

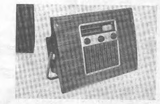
Odbiornik przenośny (rys. 1). Czterolampowy super z wbudowanymi bateriami, całość nie wiele większa od aparatu fotograficznego (24 x 13 x 5 cm), waga zaledwie 2 kg. W naramienniku wbudowana jest antena ramowa. Zakres fal średnich. Odbiornik był wzorowany na typie produkowanych w czasie wojny dla organizacji ruchu oporu, spadochroniarzy i partyzantów.

Odbiornik f-my — Ekco — (rys. 2). Super 5-cio lampowy na 3 zakresy fal zaopatrzony dodatkowo w strojenie klawiszowe (5 klawiszy). Na falach krótkich 6 zakresów rozciągniętych i strojonych ruchomymi rdzeniami ferromagnetycznymi.



Rys. 2

Murphy A 104 (rys. 3). Nowe rozwiązanie odbiornika. Chassis ze skalą i głośnikiem umocowane jest do ozdobnej deski o wymiarach 46 $\times$ 61 cm, bez skrzynki. Odbiornik posiada podpórkę umożliwiającą postawienie na stole czy na ziemi w różnym nachyleniu. Dzięki dużej powierzchni ekranu odtwarzanie tonów niskich jest wyjątkowo dobre; (charakterystyka równomierna od 70 c/s). 3 zakresy fal, 4 lamy + prostownicza.



Rys. 3

Zamiast rozciągnięcia fal krótkich zastosowano optyczne powiększenie skali. Mianowicie na osi kondensatora umocowana jest fotografia (przezroczysta) skali fal krótkich i przy pomocy optyki, rzucona na ekran umocowany na płycie frontowej (na prawo od skali fal średnich i długich). W ten sposób uzyskuje się powiększenie skali krótkofalowej do długości **125 cm!**

(z Wireless World)

NOWY DIELEKTRYK

W 1941 - 42 r. sowiecki uczony B. M. Wul wynalazł nowy stały dielektryk, tytanian baru, odznaczający się niezwykle wysoką wartością stałej dielektrycznej — około 1000, a przy tym dostatecznie wytrzymały na przebicie. Materiał ten wytwarza się w postaci masy ceramicznej. Niewielkie kondensatory, używane np. w radioodbiornikach, sporządza się w możliwie prosty sposób, a mianowicie rurkę lub krążek z tak spreparowanego tytanianu baru wypala się w piecu, powleka z obu stron pastą, zawierającą srebro i powtórnie wypala. Ściśle zespolone z dielektrykiem srebro stanowi okładki kondensatora. Dość znaczna grubość warstwy dielektryka powoduje wprawdzie zmniejszenie pojemności, ale ten ujemny wpływ równoważy z nadwyżką duża wartość stałej dielektrycznej, a grubość dielektryka daje zwiększenie wytrzymałości na przebicie.

Przez zmieszanie tytanianu baru w odpowiednim stosunku z tytanianem magnezu lub strontu, które mają mniejszą stałą dielektryczną lub z tytanianem wapnia, który posiada ujemny współczynnik cieplny zmian stałej dielektrycznej, można uzyskać dielektryk o dowolnie — w szerokich granicach — wybranej stałej dielektrycznej lub współczynniku cieplnym. Ta ostatnia właściwość daje możność kompensowania zmian innych elementów obwodu, wywołanych zmianami temperatury.

Nowy dielektryk pozwoli uprościć i zmniejszyć wymiary różnych części radioaparatury. Pozwoli on budować małe i tanie kondensatory o ogromnej pojemności i wysokim napięciu przebicia. Takie kondensatory znajdą zastosowanie w przemysłowej elektrotechnice, pomagając zwiększyć współczynnik mocy wielu urządzeń.

Historia tego odkrycia jest przykładem świadomej i logicznej pracy uczonego.

Po wykryciu właściwości tytanianu magnezu, którego stała dielektryczna równa się 15, Wul, analizując budowę siatki krystalicznej tego związku, doszedł do wniosku, że dla tytanianów pozostałych metalów drugiej grupy układu Mendelejewa — wapnia, strontu i baru — stała dielektryczna powinna wzrastać ze wzrostem ciężaru atomowego. Istotnie przeprowadzone badania dały dla tytanianu wapnia wartość 70, strontu — 150 i wreszcie baru — 1000.

(Tiechnika mołodioży 46 r.)

Stan sieci stacji radiofonicznych w Europie

Bulletin de O. I. R., Janvier 1947

Dotychczas formalnie obowiązujący plan przydziału zakresu częstotliwości dla poszczególnych służb radioelektrycznych, uchwalony w Kairze w 1938 roku, zostanie zmieniony przez konferencje międzynarodowe w ciągu 1947 roku.

Po uchwaleniu nowego planu przydziału zakresów częstotliwości należy przystąpić do przydziału poszczególnych częstotliwości w zakresach przyznanych odnośnym służbom. W wyniku powyższego stanie się aktualna sprawa przydziału częstotliwości w zakresach przyznanych radiofonii europejskiej. Plan przydziału częstotliwości musi być przyjęty przez wszystkie lub przynajmniej przez większą część radiofonii europejskich. Konferencja ostateczna w tej sprawie odbędzie się prawdopodobnie na początku 1948 roku.

Na przestrzeni historii radiofonii europejskiej porozumienie tego rodzaju osiągnięto trzykrotnie: w Pradze w 1928 roku, w Lucernie w 1933 roku i w Montreux w 1939 roku.

Uczestnicy tych konferencji oraz ich doradcy techniczni za każdym razem usiłowali stworzyć plan podziału sprawiedliwy i logiczny, opierający się przede wszystkim na danych technicznych oraz danych geograficznych w najszerszym tego pojęcia zrozumieniu. Za każdym razem jednak stan faktyczny obsadzenia poszczególnych częstotliwości, istniejący w czasie obrad był jednym z zasadniczych czynników wpływających na powzięte decyzje. Uchwały konferencji w Pradze, Lucernie i Montreux spotkały się z zarzutami braku podstaw obiektywnych i na ukowych; uchwały te uważano jako kompromis mający stworzyć na pewien czas podstawy prawne dla istniejącego stanu faktycznego.

Jest niewątpliwe, że obecny stan radiofonii europejskiej ze względu na zniszczenia wojenne

i daleko idące zmiany, jakim uległy radiofoniczne sieci przedwojenne, bardziej sprzyja stworzeniu logicznego planu przydziału częstotliwości. Istniejący obecnie stan faktyczny jest tego rodzaju, że jego usankcjonowanie prawne jest niemożliwe i zamiast tego należy stworzyć zupełnie inny stan prawny.

Należy się jednak liczyć z tym, że te same względy, które wpłynęły na decyzje w przeszłości, zaistnieją na nowo na konferencjach powojennych. Przede wszystkim wypłyną względy trudności finansowych i technicznych, które wywołałyby plan przydziału nie liczący się zupełnie z sytuacją istniejącą.

Niezależnie od wszystkiego, pełna orientacja co do istniejącego stanu sieci radiofonicznej w Europie oraz obecnej tendencji rozwojowej tej sieci są bezwzględnie konieczne dla autorów przyszłego planu przydziału częstotliwości.

W ramach istniejącej krótkiej notatki trudno byłoby badać szczegółowo powyższą sprawę; wystarczy podać nieliczne dane statystyczne dla otrzymania ciekawych wniosków natury ogólnej.

Plan genewski (1926 rok) miał uporządkować sytuację 123 stacji nadawczych o średniej mocy około jednego kilowata.

W okresie konferencji w Pradze (1929 rok) w Europie pracowało 210 stacji nadawczych o łącznej mocy około 700 KW. Stacje te korzystały ze 174 częstotliwości w następujących zakresach:

7	16 częstotl.	w zakresie	160 — 230 Kc/s
„	23	„ „ „	230 — 550 Kc/s
„	135	„ „ „	55(— 1500 Kc/s

W zakresach częstotliwości przydzielonych dla radiofonii przez światową konferencję telekomunikacyjną w Waszyngtonie, konferencja w Pradze przydzieliła:

9	częstotliwości wyłącznych	w zakresie 160—230 Kc/s
14	„ „	„ 230—650 Kc/c
107	„ „	
2	„ wspólnie dla 2 krajów	w zakresie 550—1500 Kc/s
10	„ wspólnych	
1	„ do dyspozycji	

Została w ten sposób uporządkowana sytuacja prawna 134 stacji nadawczych, a poza tym pozostały do dyspozycji częstotliwości wspólne. Ilość stacji mogła być zresztą większa, gdyż w ramach jednej radiofonii na jednej częstotliwości mogło pracować parę stacji.

W zakresie 550 — 1500 Kc/s przydzielono więc do wyłącznego użytkowania 111 częstotliwości na 109 częstotliwości stojących do dyspozycji. Stosunek 111/109 = 1,02 jest więc miarą „zagęszczenia" w tym zakresie.

Rozpatrzmy teraz sytuację istniejącą w 1933 roku tuż przed konferencją w Lucernie.

Zamiast 134 częstotliwości wyłącznych, które przewidywał plan praski, stacje radiofoniczne zajmują 179 częstotliwości, zaś ilość tych stacji jest równa 188. Ogółem ilość pracujących stacji radiofonicznych wzrosła do 258 (188 stacji poprzednio wzmiankowanych plus 20 stacji dodatkowych poza zakresem przyznanym dla radiofonii plus 50 stacji na falach wspólnych). Ogólna moc tych stacji wynosiła około 3600 KW z przewidywanym powiększeniem o 2400 KW tak, że moc ogólna wkrótce wynosić miała około 6000 KW.

W zakresie 550 — 1500 Kc/s na 109 częstotliwości, stojących nominalnie do dyspozycji, zostało obsadzone 150 częstotliwości, przez co spółczynnik zagęszczenia wzrósł do

$$\frac{150}{109} = 1,37$$

Konferencja w Lucernie uporządkowała sieć europejską w ramach zakresów przyznanych dla radiofonii przez światową konferencję telekomunikacyjną w Madrycie (1932 rok), spółczynnik zagęszczenia nie uległ jednak zmniejszeniu i strona prawna została dostosowana do stanu faktycznego.

Przydział częstotliwości został przeprowadzony w następujący sposób:

Zakres częstotliwości w Kc/s	Ilość przydzielonych częstotliwości
150 — 300	11 wyłącznych 3 wspólne (każda na 2 kraje) 1 wspólna dla 4 krajów
300 — 500	2 wyłączne 4 wspólne (każda na 2 kraje)
500 — 550	1 wyłączna 3 wspólne (każda na 2 kraje)
550 — 1500	54 wyłącznych 42 wspólne (każda na 2 kraje) 5 wspólnych (każda na 3 kraje) 4 wspólne międzynarodowe

W zakresie 550 —1500 Kc/s przydzielono więc $54 + 42 \times 2 + 5 \times 3 = 153$ częstotliwości. Stosunek $\frac{153}{101} = 1,5$ robi to wrażenie pogorszenia sytuacji jednak tylko pozornie, bo licznik został zmniejszony ze 109 na 101 przez zaniechanie korzystania z częstotliwości o separacji zaledwie 4,5 Kc/s.

Konferencja w Lucernie sankcjonowała więc istniejące już zagęszczenie stacji. Ilość przydziałów indywidualnych wynosiła $21 + 153 + 17 = 191$. Z uwzględnieniem stacji zsynchronizo-

wanych rozmieszczone zostało 260 stacji nadawczych.

Powiększenie istniejącej mocy łącznej stacji nadawczych zostało ograniczone do 12000 KW; *jednak* autorzy planu dobrze sobie zdawali sprawę z tego, że na długo przed osiągnięciem tej mocy niezbędny będzie nowy plan przydziału częstotliwości.

Już w 1938 roku przed konferencją w Montreux ilość stacji wzrosła o 50, współczynnik zagęszczenia wzrósł do 1,7, zaś łączna moc stacji wynosiła 8000 KW. Plan,opracowany w Montreux na podstawie zakresów przydzielonych radiofonii przez konferencję telekomunikacyjną w Kairze (1938) ograniczył się znów do sankcjonowania stanu faktycznego co do ilości ogólnej stacji i współczynnika zagęszczenia.

Przydział częstotliwości został przeprowadzony w następujący sposób:

Zakres częstotliwości w Kc/s	Ilość przydzielonych częstotliwości
150 — 300	14 wyłącznych 1 wspólna dla 3 krajów
300 — 500	5 wyłącznych 3 wspólne (każda na 2 kraje)
500 — 550	4 wspólne (każda na 2 kraje)
550 — 1500	51 wyłącznych 40 wspólnych (każda na 2 kraje) 17 wspólnych (każda na 3 kraje) 1 wspólna na 4 kraje 3 wspólne międzynarodowe

Spółczynnik zagęszczenia stał się równy

$$\frac{51+40\times2+17\times3+1\times4}{109}=1{,}7.$$

Plan rozlokował 50 nowych stacji, przy czym 33 stacje zostało umieszczone w zakresie 550 — 1500 Kc/s, pozostałe 17 stacji zostały włączone bądź do sieci zsynchronizowanych bądź na wspólnych falach międzynarodowych.

Ze względu na wojnę plan w Montreux nie wszedł w życie. Pod względem prawnym obowiązuje obecnie plan z Lucerny z uwzględnieniem decyzji, powziętych w Londynie w 1945 roku przez C. O. F. I. L. E.

Rozpatrzmy sytuację obecną z punktu widzenia uchwał z Lucerny.

W zakresie 550 — 1500 Kc/s przewidziane były 54 przydziały wyłączne, 42 przydziały wspólne na 2 kraje, 5 przydziałów wspólnych na 3 kraje. W zakresie powyższym Centre de Controle w Brukseli stwierdziło obecność 249 stacji, a w rzeczywistości jest tych stacji jeszcze więcej, bo częstotliwość niektórych nie może być zmierzona w Brukseli ze względu na zbyt małą moc.

W zakresie 550—1500 Kc/s jest do dyspozycji 101 częstotliwości, które obecnie są wykorzystane w następujący sposób:

23 częstotliwości wyłączne
35 „ wspólnych każda dla 2 stacji
23 „ „ „ „ 3 „
15 „ „ „ „ 4 „
3 „ „ „ „ 5 „
2 „ „ „ „ 6 „

Współczynnik zagęszczenia jest równy

$$\frac{249}{101}=2{,}48$$

Porównanie tej wartości ze stanem wg planu z Lucerny (1,5) lub Montreaux (1,7) uwydatnia trudności obecnej sytuacji.

Należy również zaznaczyć, że spółczynniki zagęszczenia, wynikające z planów z Lucerny i Montreux odpowiadały sytuacji opracowanej z góry, zaś stan obecny jest wynikiem rozwoju zupełnie bezplanowego z punktu widzenia całości radiofonii europejskiej.

Posiadane informacje co do dalszego rozwoju odbudowy powojennej pozwalają spodziewać się w ciągu paru miesięcy sytuacji następującej:

18 częstotliwości wyłącznych
35 „ wspólnych dla 2 stacji
20 „ „ „ 3 „
19 „ „ „ 4 „
5 „ „ „ 5 „
3 „ „ „ 6 „
2 „ „ „ 7 „

Współczynnik zagęszczenia w zakresie 550 — 1500 Kc/s stanie się równym

$$\frac{281}{101}=2{,}8$$

Uporządkowaniem obecnej sytuacji zajmie się konferencja europejska po wyznaczeniu zakresów dla radiofonii przez międzynarodową konferencję telekomunikacyjną, która ma się odbyć w maju 1947 r. w Atlantic City.

Nie należy przypuszczać, *że* wzorem konferencji poprzednich istniejący spółczynnik zagęszczenia zostanie zalegalizowany. Nawet najdłuższe studia i uwzględnienie wszystkich rozporządzalnych środków technicznych nie pozwolą na ułożenie znośnego modus vivendi przy obecnej ilości stacji. Należy się liczyć ze znacznym zmniejszeniem ilości częstotliwości tak, by poziom z 1939 roku nie został przekroczony. Konferencja w Montreux miała za zadanie rozmieszczenia 300 stacji o łącznej mocy 8000 KW, obecnie zaś mamy około 400 stacji o mocy łącznej 8000 KW, która ma w najbliższym czasie być powiększona do 12000 KW.

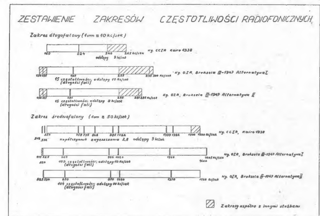
Opracował W. R.

Inż. H. Kalita

W sprawie projektów nowego rozdziału fal dla radiofonii europejskich

W Nr 10 „Radio" 1946 r. ukazał się artykuł inż. B. Fąfary pod tytułem „Europejski plan rozdziału fal dla radiofonii". Autor opierając się na planie Brytyjskiej Rady Przemysłu Radiowego (Radio Industry Council) opublikowanym miedzy innymi w miesięczniku Wireless World, 1945, Nr 9, snuje „plany zasilania obszaru Rzeczypospolitej Polskiej dwiema stacjami ogólnopolskimi i jedenastoma stacjami regionalnymi". Uważam, że zanim rozpatrzy się plany w tej dziedzinie, należy zdać sobie sprawę z sytuacji obecnej, w związku z przydziałem fal w skali ogólnoświatowej, uwzględniając potrzeby wszystkich służb radiokomunikacyjnych, z których każda, jak i radiofonia, rada by jak najbardziej powiększyć ilość przydzielonych jej długości fal (poszerzenie zakresu częstotliwości).

Ostatnia konferencja ogólnoświatowa, na której były reprezentowane ministerstwa poczt i telegrafów wszystkich państw, odbyła się w roku 1938 w Kairze. Na tego rodzaju konferencjach, ministerstwa poczt i telegrafów reprezentują potrzeby wszystkich służb radiokomunikacyjnych swych państw, a więc potrzeby marynarki, lotnictwa, komunikacji pocztowej radiotelegraficznej i radiotelefonicznej, radiofonii itp. Od roku 1938 powstało szereg nowych służb, a szereg istniejących, jak radiolokacja itp. wspaniale się rozwijają, posiadając pierwszorzędne znaczenie pod względem usprawnienia komunikacji. Plan rozdziału częstotliwości ustalony w Kairze nie przewidywał potrzebnych tym służbom zakresów*). Jest więc oczywiste, że ich potrzeby bę-



Rys. 1, Skala 1 : 2.

* Dla przykładu można przytoczyć, że pewne stosowane już systemy radiolokacji używają częstotliwości sąsiadujących z częstotliwościami radiofonicznymi: „Hyperbolic - system" 80—150 kc/s, system „Medium Frequency Radio Beacons" 290—320 kc/s, system „The Consol Navigation System" 260—500 kc/s (Wg „International Meeting on Radio Aids to Marine Navigation, May, 1946").

dą musiały być uwzględnione, co może się odbyć tylko kosztem uszczuplenia stanu posiadania służb istniejących w 1938 r. Należy się więc liczyć z tym, że stan posiadania radiofonii z roku 1938 w zakresie średnio i długofalowym w najlepszym wypadku pozostanie bez zmiany. Projekt brytyjskich przemysłowców jest nierealny, bowiem przewiduje dla radiofonii między innymi zakres fal 690—1000 m od dawna będący do dyspozycji innych służb, a właśnie według tego projektu ogólnopolskie stacje radiofoniczne miały pracować w tym zakresie.

Ostateczny plan przydziału fal dla poszczególnych radiofonii europejskich będzie mógł być ustalony dopiero po określeniu zakresów radiofonicznych przez konferencję U.I.T. (Union International de Telecommunication), która rozpocznie się w dn. 15 maja br. w Atlantic City (U.S.A.) i trwać będzie około 5 miesięcy.

Potrzeby radiofonii na tej konferencji będą reprezentowane przez delegatów ministerstw poczt i telegrafów poszczególnych państw, a o ile ci zgodzą się na udział przedstawicieli O.I.R. (Organisation International de Radiodiffusion) w charakterze ekspertów w sprawach radiofonii europejskich, także i przez Polskie Radio będące członkiem O.I.R. Przedstawiciele P.R. brali udział w kwietniowej konferencji O.I.R. w Monaco, której obrady dotyczyły między inn. także nowego planu rozdziału fal między poszczególne radiofonie europejskie. W związku z tym Ośrodek Techniczny O.I.R. w Brukseli opracował wstępny projekt zakresów częstotliwości radiofonicznych i rozdziału fal między radiofonie europejskie w dwóch alternatywach (rys. 1).

Za minimum potrzeb dla radiofonii europejskich wg tego projektu uważa się wyłączny zakres długofalowy 150 —255 kc/s, (w paśmie 255 —300 przewiduje się wspólną pracę radiofonii z innymi służbami) i wyłączny zakres średniofalowy 525—1600 kc/s. Ten wybór zakresów fal prawie pokrywa się z wytycznymi przyszłego rozdziału fal, opracowanymi na konferencji telekomunikacyjnej w Moskwie, w listopadzie 1946 r. (wysunięto tam projekt wyłącznego zakresu długofalowego, radiofonicznego 150 — 300 kc/s i średniofalowego 515—1600 kc/s).

Wg projektu O.I.R. Polska otrzymałaby pięć niezależnych fal, w tym jedną w zakresie długofalowym; częstotliwości odpowiadające tym falom zaznaczono na rys. grubymi kreskami. Dla porównania, na rys. przedstawiono zakresy radiofoniczne: długo i średniofalowy wg postanowień konferencji w Kairze, 1938 r., z zaznaczonymi grubszymi kreskami częstotliwościami, używanymi przez Polskie Radio w okresie przedwojennym.

Alternatywa pierwsza projektu O.I.R. przewiduje w zakresie długofalowym 150—300 kc/s 15 długości fal z odstępem co 10 kc/s a w zakresie średniofalowym 109 długości fal z odstępem co 10 kc/s. Alternatywa druga tegoż projektu przewiduje w zakresie długofalowym 150—285 kc/s 15 długości fal z odstępem co 9 kc/s oraz w zakresie średniofalowym 525—1560 kc/s 104 długości fal z odstępem co 10 kc/s. Załatwienie rozdziału fal między radiofonie europejskie winno zmniejszyć współczynnik zagęszczenia radiostacji w Europie (stosunek liczby czynnych w Europie stacji do liczby rozporządzalnych dla tych celów fal).

Niewątpliwie projekt O.I.R. posiada również pewne usterki. Z drugiej strony plan przydziału długości fal poszczególnym radiofoniom europejskim, rzecz oczywista, nie może przybrać od razu ostatecznej formy, bo do tego niezbędna jest zgoda każdej radiofonii europejskiej, a sytuacja obecna (patrz art. „Stan sieci radiofonicznych w Europie") wymaga rozwiązań radykalnych, a przez to bolesnych dla poszczególnych radiofonii. Układając więc plany rozbudowy jakiejkolwiek bądź radiofonii należy się bardzo liczyć z sytuacją międzynarodową w tej dziedzinie.

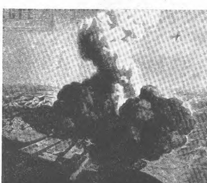
Źródła: „Documents de la Conference des Telecommunications de Cairo, 1938".

„Documents de la Conference de Telecommunications de Moscou, 1946".

Bulletin de O.I.R. C.T. 113/B. 23, Mars, 1947"

N. M.

Fizyka atomowa



Dzień grozy w Hiroszymie (5. VIII 1945)
(z Radiomater 2/46)

Z niniejszym numerem rozpoczynamy druk cyklu artykułów z dziedziny nowoczesnej fizyki atomowej. Istnieją dwie ważne przyczyny, które skłoniły nas do zamieszczenia na łamach naszego pisma tego rodzaju artykułów, pozornie nie związanych z zasadniczym tematem radiotechniki.

Pierwszy powód, to epokowe znaczenie odkryć w tej dziedzinie, odkryć, które przyćmiewają wszystkie inne osiągnięcia nauki. Znaczenie to jest w pełni usprawiedliwione, wziąwszy pod uwagę doniosłą rolę, jaką odkrycia te mogą w krótkim czasie odegrać dla ludzkości, pomijając zastosowanie ich w bombie atomowej.

Drugim powodem jest niepoślednia rola, jaką urządzenia radiotechniczne odgrywają w laboratoriach badań atomowych. Dość nadmienić, iż urządzenia te są różnorodne i w laboratoriach spotykają się na każdym kroku, a bez ich udziału badania współczesne byłyby nie możliwe. Dlatego dla radiotechnika jest specjalnie pożądane, aby orientował się w zagadnieniach nowoczesnej fizyki atomowej.

RZUT OKA NA HISTORIĘ ROZWOJU BADAŃ ATOMOWYCH

Wszyscy są na ogół zdania, iż okres czasu od pierwszych badań wewnętrznej budowy atomów, aż do odkrycia bomby atomowej, okres, który można określić na jakieś lat 60 (długość życia jednego pokolenia!!) jest niebywale krótki. Istotnie w porównaniu z szybkością rozwoju nauki we wcześniejszych okresach historycznych, okres ten może się wydawać błyskawiczny.

Biorąc jednak pod uwagę z jednej strony mozolną i żmudną pracę tysięcy badaczy w setkach laboratoriów, śledzących wiele lat nieraz nad pojedyńczym problemem, czy też nad wąskim odcinkiem pewnego ogólniejszego zagadnienia, czy wreszcie nad udoskonaleniem lub konstrukcją nowych aparatów laboratoryjnych, a z drugiej strony szybkość z jaką rozchodzą się w naszych czasach wyniki poszczególnych osiągnięć, można w części wytłumaczyć sobie ten błyskawiczny rozwój. Nie zmniejsza to jednak zasługi uczonych, których badanie szczególnie nad jądrem atomowym można określić jako błądzenie po omacku, z czego wybrnięcie wymagało zarówno wielkiego geniuszu, jak i niebywałej wytrwałości.

Prawie, aż do końca ubiegłego wieku panował w nauce pogląd, który sprowadzał całą różnorodność wszechświata do około 90-ciu pierwiastków składających się każdy z odrębnego gatunku atomów. Atomy pierwiastków miały być tymi najmniejszymi niepodzielnymi, niezniszczalnymi i niezmiennymi cegiełkami budowy wszechświata. Już jednak w tym okresie rozmaite fakty z dziedziny elektryczności, jak elektryzacja przez tarcie, zjawiska elektrochemiczne w ogniwach, a najjaskrawiej zjawiska towarzyszące elektrolizie doprowadziły do wniosków, że elektryczność jest częścią składową każdej materii i najprawdopodobniej również składa się z drobnych cząstek, atomów elektryczności.

Pierwszymi badaniami, które wtargnęły w głąb atomu i przyczyniły się do poznania we-

wnętrznej jego budowy były badania zjawisk zachodzących przy wyładowaniach w silnie rozrzedzonych gazach. Trwały one kilka dziesiątków lat w drugiej połowie ubiegłego wieku i w rezultacie wyodrębniono trzy rodzaje promieniowania towarzyszącego wyładowaniom: promienie katodowe, kanalikowe i Roentgena. Promienie katodowe i kanalikowe pod działaniem poprzecznego pola elektrycznego lub magnetycznego odchylały się od pierwotnego kierunku każde w stronę przeciwną.

W wyniku tych obserwacji promienie katodowe okazały się tymi elementarnymi cząsteczkami ujemnie naładowanej elektryczności, nazwanymi później elektronami. Dzięki badaniom głównie G. Thomsona została (w r. 1897) określona ich masa. Okazała się ona około 1800 razy mniejsza od najlżejszego z atomów, atomu wodoru (H). Ładunek elektronu został pierwotnie hipotetycznie wyznaczony na podstawie zjawisk elektrolizy, a później dopiero potwierdzony w doświadczeniach z promieniami katodowymi i kanalikowymi. Bezpośrednią drogą został najmniejszy elementarny ładunek elektryczności zmierzony dopiero w roku 1912 przez Millikana. Ładunek ten był zawsze równy niezależnie od znaku i odpowiadał wyznaczonej poprzednio wielkości dla elektronu. Tym sposobem kwestia elektronu jako elementarnego ładunku elektryczności (ujemnej) została ostatecznie wyjaśniona.

Dodatnio naładowane promienie kanalikowe badane w analogiczny sposób wykazały, że masa dodatnich cząsteczek równa jest masie atomów gazów zawartych w kolbie czyli, że promienie powyższe są to dodatnio naładowane atomy, dodatnie jony.

Elementarnych cząsteczek dodatniej elektryczności o masie elektronu, czyli „dodatnich elektronów" nie wykryto. Ładunek dodatnich cząsteczek promieni kanalikowych okazał się równym ładunkowi elektronu względnie dwu lub trzykrotnie większy. Tylko w przypadku, gdy gazem zamkniętym w kolbie był wodór, ładunek ten był zawsze pojedyńczy, równy ładunkowi elektronu.

Między innymi, gdy w kolbie był zawarty hel (He) promienie kanalikowe zawierały jego dodatnio naładowane atomy o ładunku dwukrotnym, które Rutherford w r. 1903 utożsamił z cząsteczkami α (alfa) wysyłanymi przez rad.

Trzeci rodzaj promieni, wykryty przez Roentgena i nazwany jego imieniem, nie odchylał się pod wpływem pola elektrycznego lub magnetycznego. Były to promienie elektromagnetyczne, ale o długości fali w przybliżeniu 10000 razy krótszej niż dla światła widzialnego.

Dokładne długości fali tych promieni udało się zmierzyć Lane'mu i braciom Bregg, jednak dopiero w r. 1912 przez zastosowanie naturalnych kryształów, jako siatki dyfrakcyjnej, oraz Comptonowi w r. 1922 przy pomocy zupełnie odmiennej metody. Promienie Roentgena odegrały ogromną rolę w wyjaśnieniu złożonej budowy atomu. Przy ich pomocy zdołał Barkel w 1909 r. określić liczbę elektronów dla różnych pierwiastków, a Mosli, analizując systematycznie zbadane spektry promieni rentgenowskich zdołał wyjaśnić (r. 1913) rolę porządkowego numeru pierwiastka, według tablicy Mendelejewa, a nawet przewidzieć istnienie nieznanych (wówczas) pierwiastków.

Numer porządkowy okazał się ważniejszą daną określającą cechy pierwiastków, niż ich ciężar atomowy, a Van de Brock wskazał ponadto (r. 1913), że numer porządkowy jest akurat równy liczbie elektronów danego pierwiastka.

Ale wróćmy nieco wstecz. W roku 1903 została przez Crooksa, Elstera i Geitla opracowana nowa metoda wykrywania pojedynczych naładowanych cząsteczek, tak zw. metoda scyncylacji.

Naelektryzowane cząsteczki uderzają o ekran, pokryty siarczkiem cynku, powodując w punkcie uderzenia rozbłyski zwane scyncylacjami. Przez szereg lat ta żmudna metoda badawcza polegająca na liczeniu rozbłysków była powszechna i niezastąpiona u badaczy atomowych i setki ich ślęczało miesiącami nad ekranem, psując oczy i skupiając uwagę, aby przy liczeniu nie popełniać omyłek. Tą metodą też właśnie posługiwał się Rutherford z współpracownikami (Geiger, Marsden, Chadwick) kierując promienie α na cienkie metalowe blaszki i badając przenikalność promieni przez nie. Doszedł on do wniosku, że materia nie zapełnia szczelnie zajmowanej przestrzeni, że pomiędzy elementami materii istnieją nieporównanie większe puste przestrzenie. Dalej że wewnątrz materii istnieją liczne względnie słabe pola powodujące rozproszenie cząstek α za blaszką, oraz nieliczne silne pola powodujące odbicie nielicznych cząstek α wykrywanych na ekranie umieszczonym przed blaszką.

Rezultaty te oraz wyniki badań nad promieniami katodowymi i kanalikowymi doprowadziły Rutherforda do ogłoszenia w 1911 r. koncepcji, według której atom miał się składać z dodatniego jądra skupiającego całą masę atomu i krążących wokół elektronów na podobieństwo układu planetarnego.

Dodatni ładunek jądra miał przy tym równoważyć ładunki wszystkich elektronów. Był to model atomu Rutherforda. Model ten pozwalał objaśnić magnetyczne właściwości materii (krążenie elektronów można uważać jako kołowe prądy) oraz optyczne jak załamywanie, rozpraszanie i odbijanie promieni świetlnych (obecność licznych pól elektrycznych działających na promienie elektromagnetyczne) przy czym o właściwościach tych stanowi warstwa elektronowa. Istniały również przypuszczenia, że warstwa elektronowa zawiera w sobie właściwości chemiczne materii.

W istocie badania następnych kilku lat prowadzonych przez Bohra, Starka, Kossela i wielu innych nie tylko potwierdziły powyższe przypuszczenia, ale wykazały, że o własnościach chemicznych decydują nie wszystkie elektrony danego pierwiastka, ale tylko ich sama zewnętrzna warstwa. Model Rutherforda nie umiał jednak objaśnić wielu zasadniczych momentów, a między innymi składu widmowego wysyłanych i pochłanianych promieni oraz samego mechanizmu emisji elektromagnetycznego promieniowania. Należy z kolei wspomnieć teraz o wielkich nowopowstałych wówczas teoriach ogólnych, które wyszły z ram, a nawet przeciwstawiły się wszechwładnie panującym dotychczas naukom klasycznym, mechanice Newtona, geometrii Euklidesa i teorii elektromagnetycznej Maxwella. Pierwsza z wielu teorii kwantów ogłoszona przez Plancka w 1900 roku wydawała się w chwili jej powstania raczej sztuczną. Stanowiła ona rozpaczliwą próbę matematycznego sformułowania ogólnego prawa emisji promieni elektromagnetycznych (świecenia) przez rozgrzaną materię. Dotychczasowe próby rozwiązania tego zagadnienia na podstawie istniejących teorii były sprzeczne z doświadczeniami. Z formuły matematycznej Plancka, która okazała się zgodna co do joty z doświadczeniem, wynikała jednak korpuskularna natura światła, sprzeczna z dotychczasowymi założeniami teoretycznymi.

Druga teoria ogłoszona przez Einsteina w roku 1905, teoria względności, powstała raczej na rozważaniach teoretycznych. Niezgodna z nauką klasyczną i trudna do przyjęcia jako niepoglądowa, a nawet dla wielu sprzeczna ze zdrowym rozsądkiem, została jednak potwierdzona przez fakty i nieliczne doświadczenia. Bliżej nie będziemy się nią zajmowali, podamy tylko jeden wynikający z tej teorii wniosek, mający zasadnicze znaczenie dla fizyki atomowej, a mianowicie, że materia jest pewną formą energii i że ta **energia** zawarta w materii jest bardzo duża, równa się bowiem **masie pomnożonej przez kwadrat szybkości światła.** Obie powyższe teorie wywołały zasadniczy wpływ na teorię budowy atomów.

Teoria kwantowa Plancka została zastosowana przez Nielsa, Bohra, który zmodyfikował, według niej model atomu Rutherforda (r. 1913). W ten sposób powstały model atomu Bohra, podporządkowany teorii kwantowej, okazał się tak doskonały, że objaśniał szereg niewytłumaczonych dotychczas zjawisk, a w szczególności widmo spektralne, w sposób zupełnie dokładny i ilościowo zgodny z doświadczeniem. Odwrotnie, dzięki sukcesowi modelu Bohra, korpuskularna teoria światła, wynikająca z równań Plancka tylko formalnie, okazała się wielką prawdą rządzącą zjawiskami we wszechświecie. Cząsteczkom światła (fotonom) oprócz określonej energii przypisał Einstein w r. 1917. także i pęd, a potwierdził to doświadczalnie Compton w r. 1923, badając zderzenie fotonów z elektronami i stwierdzając, że przy takich zderzeniach utrzymuje się w mocy zarówno prawo zachowania energii, jak i prawo zachowania pędu, jak gdyby foton był zwykłą cząstką materialną. Dalsze prace Francka, Hertza, Sommerfelda, Kossela i innych udoskonaliły model Bohra, tak, że zostały wyjaśnione ilość i sposób rozmieszczenia elektronów w różnych pierwiastkach, sprawa powinowactwa chemicznego, szczegóły powstania i budowy widm itp. Szczególnie wygłoszona w r. 1925 przez Pauli zasada wyłumaczyła powstanie układu periodycznego pierwiastków. Z drugiej jednak strony wszystkie zjawiska wykazujące falową naturę światła nadal pozostały w mocy i nie wynikały żadnym sposobem z teorii kwantów. Nauka zaczęła przeżywać w latach 1913 — 1925 wielki kryzys, spowodowany istnieniem dwóch równouprawnionych przez doświadczenie teorii światła, korpuskularnej i falowej, nie mających pozornie nic ze sobą wspólnego. Nadomiar de Broglie jeszcze w 1914 r. wysunął hipotezę, że materialnym cząstkom można również przypisać naturę falową. Wypisał on zależności wiążące masę i szybkość cząsteczki z szybkością rozchodzenia się fali „materialnej" i z jej długością (λ). Zależności te wyglądały czysto formalnie. Jednakże w późniejszych latach w doświadczeniach, w których promienie katodowe (elektrony) odbijały się od powierzchni metalowej, zauważono zjawisko dyfrakcji, które można wytłumaczyć tylko falową naturą tych promieni. To samo zjawisko udało się nawet zaobserwować w wypadku odbicia strumieni neutralnych cząsteczek gazowych wodoru lub helu. Kryzys wywołany tym dualizmem został zażegnany przez kwantową mechanikę opracowaną przez de Brogliego, Heinsenberga i Schrödingera (r. 1925). Ten ostatni zastosował ją do atomu Bohra (r. 1926) i oddalił trudności wynikające z przedstawienia atomu w postaci układu planetarnego, oraz nadał głębszy sens sztucznemu postulatowi trwałości orbit elektronowych a także liczbom kwantowym z teorii widma. Z drugiej strony kwantowa mechanika będąca właściwie teorią czysto matematyczną i występującą w formie równań różniczkowych, zrywa zupełnie z naocznym, fizycznym obrazem procesów zachodzących w atomie. Różne stany atomu ukazują się w niej jako odpowiednie rozwiązanie równań różniczkowych, elektron przestaje w niej być kulką, której można w każdym momencie ściśle określić położenie i szybkość poruszania się. Mimo jednak tej niepoglądowości mechanika kwantowa dochodzi do licznych konkretnych wniosków, które sprawdzają się doświadczalnie, a których poprzednie teorie wyjaśnić nie umiały.

Reasumując, obraz atomów w latach 1930-tych przedstawia się mniej więcej tak: elektrony poruszają się we wzajemnych polach i w polu dodatnio naładowanego jądra, zgodnie z prawami

kwantowej mechaniki i dadzą się przedstawić odpowiedniemi równaniami różniczkowymi. Elektronom nie można wyznaczyć żadnego pewnego położenia, lecz tylko prawdopodobieństwo ich znalezienia się w takim a takim miejscu. Liczba elektronów jest charakterystyczną dla każdego pierwiastka i równa się jego numerowi porządkowemu w układzie periodycznym. Powłoka elektronowa decyduje o własnościach chemicznych i optycznych pierwiastka. Natomiast jądro skupia w sobie całą prawie masę atomu i jego cały dodatni ładunek, równy w bezwzględnej wartości ładunkowi wszystkich elektronów w atomie. W jądrze zatem według teorii Einsteina znajduje się olbrzymi zapas energii „materialnej".

D. c. n

Odbiorniki superreakcyjne

(Dokończenie)

Największe wzmocnienie daje taka częstotliwość generatora zmiany tłumienia, która daje dosyć czasu w ciągu każdego okresu na wzrost drgań do wartości granicznej oraz ich zanik.

2. Automatyczna regulacja wzmocnienia.

Uprzednio podany przykład liczbowy wskazywał, że 1000-krotne zwiększenie napięcia początkowego zmniejsza ilość okresów, niezbędnych do osiągnięcia wartości granicznej drgań wysokiej częstotliwości, z 269 na 127 okresów. Zmiana siły sygnału początkowego, wywołana przez modulację, jest słyszalna w słuchawkach. Zmiana ta może być mierzona w ilości okresów, niezbędnych dla dojścia do granicznej wartości drgań wysokiej częstotliwości. Niech dwa sygnały różnej amplitudy będą modulowane w 50 proc.

Napięcie modulowanej fali nośnej		Ilość okresów, w ciągu których drgania osiągają wartość graniczną 5 woltów przy 5% wzroście na jeden okr.	
Średnia wartość 10 μV	min. — 5 μV	283	różnica = 23 okresy
	max. — 15μV	260	
Średnia wartość 1000 μV	min. — 500μV	142	różnica = 23 okresy
	max. — 1500μV	119	

Sygnały wyjściowe różniące się znacznie co do swej intensywności przy tej samej głębokości modulacji, dają dokładnie ten sam efekt wyjściowy — mamy więc idealną automatyczną regulację wzmocnienia. Praktycznie wyniki są cokolwiek gorsze, ze względu na nieliniowość charakterystyk lamp oraz ze względu na to, że sygnały słabe są równorzędne z napięciami szumów własnych układu.

Rys. 7. Typowa charakterystyka regulacji automatycznej wzmocnienia układu superreakcyjnego przy 30% głębokości modulacji.

Na rysunku 7 jest podana rzeczywiście osiągalna zależność między napięciem wyjściowym i napięciem wejściowym.

3. Szumy.

Źródło syczącego dźwięku w słuchawkach odbiornika superreakcyjnego oraz jego zanik w obecności silnej fali nośnej zostało już uprzednio wyjaśnione. Załóżmy, że częstotliwość lub amplituda generatora zmiany tłumienia zostały powiększone tak, że drgania wysokiej częstotliwości mają zbyt mało czasu na zanik do poziomu szumów własnych na początku następnego dodatniego okresu generatora zmiany tłumienia. W tej chwili zanikające drgania wysokiej częstotliwości posiadają amplitudę wielokrotnie wyższą od amplitudy szumów własnych i amplituda tych drgań będzie napięciem wyjściowym od którego rozpocznie się „narastanie" drgań. W warunkach takich charakterystyczny syczący dźwięk superreakcji nie jest słyszalny w słuchawkach. Przy nastrajaniu odbiornika otrzymujemy gwizdy interferencyjne fali nośnej z drganiami własnymi odbiornika.

4. Tłumienie zakłóceń.

W zakresie ultra-krótkofalowym najczęściej mamy do czynienia z zakłóceniami, wywołanymi przez zapłon silników samochodowych, które dają bardzo silne, lecz krótkotrwałe i odseparowane od siebie impulsy drgań. Zakłócenia powyższe ujawniają się w słuchawkach jako „puknięcia". Rozpatrzmy wyprostowany impuls OCDE z rysunku 6, odpowiadający półokresowi dodatniemu generatora zmiany tłumienia w obecności odbieranej fali nośnej. Jakikolwiek sygnał dodatkowy wysokiej częstotliwości w czasie DE napotyka odbiornik w stanie nasycenia drganiami, a przeto niewrażliwy na wpływy zewnętrzne.

Podczas DE drgania zanikają. W punkcie O odbiornik jest bardzo czuły, jednak prawdo-

podobieństwo jest bardzo małe, by impuls zakłóceń nastąpił akurat nie w tym momencie. W zakresie od O do C wpływ impulsu jest coraz mniej odczuwalny. Można więc powiedzieć, że większa część zakłóceń zostaje w ten sposób stłumiona.

5. Zniekształcenia.

Zestawiając rozpatrywane przykłady liczbowe, otrzymujemy, że sygnał o napięciu 10000 μV wzrastając o 5% w ciągu każdego okresu, osiąga wartość 5 V w ciągu 127 okresów. Przy 50% modulacji dodatnie amplitudy modulacji skracają ten czas o 8 okresów, zaś ujemne amplitudy modulacji wydłużają go o 15 okresów. Modulacja jest więc zniekształcona i to tym bardziej, im większa jest głębokość modulacji. Utrzymując głębokość modulacji poniżej 80% mamy zrozumiałą mowę, jednak dla odbioru audycyj o wysokiej jakości odbiorniki superreakcyjne nie nadają się.

6. Selektywność.

Przy prostokątnym kształcie sygnałów gen. zm. tłum. założyliśmy, że czas wzrostu drgań wysokiej częstotliwości jest określony przez amplitudę jakiegokolwiek napięcia obecnego w obwodzie w chwili przejścia do dodatniego półokresu generatora zmiany tłumienia. Selektywność układu nie jest więc lepsza, niż samego obwodu rezonansowego przy r większym od zera.

W zakresie ultra - wysokich częstotliwości ma to pewne zalety, gdyż strojenie odbiornika o dużej selektywności w tym zakresie przypomina przysłowiowe poszukiwanie igły w stogu siana. Należy jednak stwierdzić, że układ superreakcyjny pozwala na zwiększenie selektywności, a mianowicie za pomocą odpowiedniego kształtu krzywej gen. zm. tł. Napięcie w półokresie ujemnym ma za zadanie stłumić drgania wysokiej częstotliwości. O ile kształt krzywej tego ujemnego półokresu jest tego rodzaju, że po stłumieniu drgań mamy bardzo łagodne przejście do półokresu dodatniego, to obwód zamknięty jest przed tym przejściem na granicy powstawania drgań i pracuje w warunkach sprzężenia zwrotnego i wzmacnia sygnały o częstotliwości rezonansowej. Sygnały o częstotliwościach innych, niż częstotliwość rezonansową obwodu i szumy nie są więc wstępnie wzmacniane. Selektywność oraz stosunek napięcia sygnału użytecznego do napięcia szumów mogą być więc polepszone przez zastosowanie sinusoidalnego kształtu napięcia generatora zmiany tłumienia. Częstotliwość oraz amplituda tych impulsów muszą być możliwie niskie, zaś sprzężenie zwrotne układu winno być możliwie duże. Zamiast nagłych przejść od dużych dodatnich wartości r do dużych wartości ujemnych r, jak to ma miejsce przy prostokątnych impulsach napięcia, mamy w obwodzie r bliskie zeru w ciągu dłuższego czasu.

7. Promieniowanie.

Z rysunku 4 widać, że układ wypromieniowuje moc wysokiej częstotliwości za pośrednictwem anteny. Chcąc temu zapobiec należy pomiędzy anteną, a układem z rys. 4 dać stopień wzmocnienia wysokiej częstotliwości oraz odpowiednie ekranowanie.

8. Nieprawidłowe warunki pracy.

Niektóre z przyczyn niepewnej pracy już zostały podane; najczęściej spotykaną przyczyną jest zbyt duża częstotliwość generatora zmiany tłumienia. Inną przyczyną jest dążność, by jedna lampa spełniała wszystkie funkcje układu. Na rysunku 4 mamy lampowy generator do zmiany tłumienia, umieszczony w obwodzie anodowym. Zmiana tłumienia przez oddziaływanie w anodzie wymaga znacznej mocy, lecz daje stałe i pewne warunki pracy.

Początek drgań wys częstotl
Napięcie na siatce
Rozładowanie kondensatora siatki
Tłumienie pod wpływem napięcia siatki.

Rys. 8. Schemat Flewelling'a.

Można zaoszczędzić dodatkową lampę, wprowadzając zmianę tłumienia przez obwód siatkowy, jednak nastrojenie wymaga wówczas dużej zręczności oraz szczęścia. Jako przykład takiego układu może służyć układ Flewelling'a, który jest szczytem prostoty i oszczędności.

Drgania wysokiej częstotliwości powstają tu z dużą siłą i trwają póty, póki ich nie stłumi ładunek nagromadzony pod wpływem tych drgań na kondensatorze siatkowym. Po rozładowaniu się kondensatora, drgania znów powstają. O ile proces powtarza się z częstotliwością ponadsłyszalną, mamy tu połączenie generatora drgań wysokiej częstotliwości oraz **generatora zmiany tłumienia.** Częstotliwość zmiany tłumienia zależy od siły drgań wysokiej częstotliwości oraz od wartości pojemności i oporu upływowego. Napięcie na siatce zmienia się wg. wykresu na rysunku 9.

Zwarcie częstotliwości zmiany tłumienia.

Rys. 9. Zmiany napięcia na siatce w układzie Flewellinga.

Układ Flewelling'a nie jest zbyt uniwersalny, lecz nadaje się do pracy na określonej i bardzo wysokiej częstotliwości.

Jako jedno-lampowy układ superreakcyjny można polecić układ z rysunku 10.

Zastosowano w nim oktodę, lecz również dobrze może być użyta hexoda lub trioda-hexoda.

Pierwsze dwie siatki są użyte jako generator zmiany tłumienia, zaś częstotliwość wysoka doprowadzona jest do siatki sterującej.

Układ jest na pozór podobny do schematu superheterodyny, gdyż na pierwszy rzut oka nie widać sprzężenia zwrotnego. W zakresie bardzo wysokich częstotliwości drgania jednak powstają w układzie Colpitta przez sprzężenie pojemnościowe wewnątrz lampy.

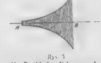
Rys. 10. Schemat odbiornika superreakcyjnego.

Dotychczas zakładaliśmy, że drgania wysokiej częstotliwości mają możność osiągnięcia granicznej amplitudy. Można jednak tak dalece zwiększyć częstotliwość zmiany tłumienia, że drgania wysokiej częstotliwości nie mają możności dojścia do amplitudy granicznej i rodzaj pracy jest wówczas inny (rys. 11).

O ile drgania rozpoczęły się przy amplitudzie 10 μ V z 5% przyrostem na każdy okres, to na przykład po 150 okresach amplituda drgań będzie równa

$$10 \cdot 1{,}05^{149} = 10 \times 1440$$

Podwojenie napięcia wejściowego da podwojenie napięcia wyjściowego. Wyjście jest wprost proporcjonalne do wejścia.



Rys 5

Rys. 11. Przebiegi w liniowym rodzaju superreakcji — drgania wys. częstotliwości nie dochodzą do amplitudy granicznej.

Przy pracy tego rodzaju wzmocnienie na 1 okres częstotliwości zmiany tłumienia jest mniejsze, a za to mamy więcej okresów tej częstotliwości, selektywność jest wówczas mniejsza, brak jest automatycznej regulacji wzmocnienia, nie ma zniekształceń.

Ten rodzaj superreakcji stosowany jest w odbiornikach radarowych, służących do rozróżniania samolotów lub statków własnych od nieprzyjacielskich.

opracował **W. R.**

Fizyczne podstawy pracy klistrona

Szybki rozwój radiolokacji związany był z wprowadzeniem do techniki fal zakresu decymetrowego i centymetrowego. Normalna lampa elektronowa okazała się dla tak wysokich częstotliwości zbyt bezwładna. Reagowanie jej na bardzo szybkie zmiany napięcia, przyłożonego do siatki — np. dla fali 3 cm sinusoidalne napięcie na siatce zmienia się 10 000.000.000 razy w ciągu sekundy — jest zbyt powolne i waha nia prądu anodowego nie nadążają za wahaniami napięcia sterującego. Łatwo to zrozumieć jeśli się weźmie pod uwagę, że w podanym przykładzie czas okresu drgań równa się dziesięciomiliardowej części sekundy i jest znacznie krótszy od czasu przelotu elektronów z katody do anody. Częstotliwości, odpowiadających falom decymetrowym i centymetrowym, nie można więc wytworzyć w zwykłej lampie elektronowej. Do uzyskania tego służą lampy, oparte na nowych odmiennych zasadach, zwane **klistronami**. Ten zasadniczo nowy proces polega na odpowiednim grupowaniu czyli ogniskowaniu fazowym elektronów. Cechą jego jest uniezależnienie działania lampy od czasu przelotu elektronu, co właśnie pozwala na otrzymanie dowolnie szybkich drgań. Klistron został skonstruowany w 1939 r. przez Braci R. H. i S. F. Varian. Dla łatwiejszego zrozumienia pracy klistrona rozpatrzymy najpierw oddzielnie szereg zachodzących w nim zjawisk.

a) „Działo elektronowe", składające się z podgrzewanej katody i otaczającego ją układu elektrod o odpowiedniej formie i określonych napięciach, wytwarza skupiony strumień elektronów, pędzących w jednym kierunku z dużą i jednakową dla wszystkich elektronów prędkością. Teoria tego urządzenia opracowana była już dawniej w ramach optyki elektronowej. Jeżeli jednak w tych ostatnich zwraca się dużą uwagę na zogniskowanie elektronów wzdłuż prostej w bardzo skupioną wiązkę, to w klistronie wymagania pod tym względem są niewysokie.
b) Następnym procesem, któremu poddaje się elektrony, jest modulacja prędkości, tj. okresowe zmniejszanie i zwiększanie ich prędkości w stosunku do średniej, podobnie jak to się dzieje z amplitudą prądu przy modulacji amplitudy. Elektrony wychodzą

ce z katody przebiegają ze stałą prędkością przez dwie blisko siebie położone siatki. Jeżeli teraz do siatek tych zostanie przyłożone zmienne napięcie, to w niewielkiej przestrzeni między nimi pojawi się zmienne pole elektryczne, które w ciągu jednego pół okresu będzie przyspieszało strumień elektronów, w ciągu zaś drugiego pół okresu hamowało. W przestrzeni poza siatkami będzie wybiegał strumień elektronów o periodycznie zmiennej, zmodulowanej prędkości. Przestrzeń między siatkami nazywa się niekiedy „soczewką fazową".

c) Z kolei elektrony wpadają w tak zw. „przestrzeń polotu" (drift space). W przestrzeni tej w zależności od konstrukcji lampy albo nie ma żadnego pola elektromagnetycznego, albo też działa stałe, podłużne pole elektromagnetyczne. Jak wiemy z mechaniki w pierwszym wypadku elektrony biegną przez „przestrzeń polotu" ze stałą, początkową prędkością, w drugim zaś wypadku ze stałym, dodatnim lub ujemnym przyspieszeniem.

d) W „przestrzeni polotu" odbywa się „zgrupowanie" czyli „wysterowanie gęstości" elektronów.

Aby zrozumieć ten proces, przytoczymy dwa przykłady.

Pierwszy przykład przedstawia pewną analogię z „przestrzenią polotu", w której nie działa żadne pole. Wyobraźmy sobie człowieka, który rzuca w naszą stronę, poziomo trzy kolorowe piłki. Pierwszą piłkę czarną, rzuca z pewną siłą, a więc i prędkością (pomijamy tu odchylający wpływ przyciągania ziemi). Po chwili rzuca silniej, a zatem z większą prędkością, drugą piłkę czerwoną. Jeszcze za chwilę wyrzuca jeszcze silniej i prędzej, trzecią, białą piłkę. Druga piłka, lecąc prędzej od pierwszej, dogania ją a trzecia dopędza pierwszą i drugą. Przy odpowiednim doborze prędkości wszystkie trzy równocześnie przelecą obok nas. W tej pierwszej fazie piłki leciały w kolejności: czarna, czerwona, biała. Minąwszy nas lecą dalej w odwrotnym porządku: biała, czerwona, czarna. Nastąpiło jakby odwrócenie fazy. Podobnie można by wyobrazić sobie trzy pociągi, wychodzące z różnymi szybkościami po trzech równoległych torach, co pewien czas ze stacji A i przychodzących do stacji B. Przypuśmy też, że dalej tak samo wychodzą z A czwarty i szósty pociągi, które znowu przychodzą do B równocześnie itd.

A teraz na miejscu piłek, czy pociągów wyobraźmy sobie strumień elektronów, które wybiegają z „soczewki fazowej" z różnymi prędkościami w „przestrzeń polotu" pozbawioną pola. Różnica polega tylko na tym, że tutaj mamy już nie trzy różne prędkości, ale całą mnogość, zmieniającą się w sposób ciągły od najmniejszej do największej wartości. Elektrony za „soczewką" zaczynają się skupiać w oddzielne zgęszczenia, paczki. Te pędzące chmurki elektronów robią się coraz bardziej płaskie, aż wreszcie do miejsca F położonego w pewnej odległości od „soczewki" („odległość ogniskowa") dobiega zupełnie płaska paczka elektronów o dużym zagęszczeniu (intensywności).

Rys. 1

Aby to osiągnąć, trzeba do siatek przyłożyć, jak pokazały obliczenia, napięcie nie sinusoidalne, a o przebiegu, zbliżonym do ukazanego na rys. 2.

Rys. 2

W ten sposób słaby, nieprzerwany strumień elektronów można przekształcić na ciąg znacznie silniejszych impulsów, których częstotliwość zależy między innymi od sterującego odstępu na siatkach.

Inny sposób modulacji prędkości zilustrujemy na drugim przykładzie. Niech ten sam człowiek rzuca teraz piłki w górę, i niech przy tym sam stoi na wysokiej wieży. Czarną piłkę wyrzuca z pewną siłą, następnie słabiej czerwoną i wreszcie najsłabiej białą. Czarna piłka wyrzucona najwcześniej, zrobiła najdłuższą drogę, następnie czerwona, trochę krótszą, ostatnia biała, najkrótszą i w rezultacie, przy odpowiednim doborze początkowych prędkości, spadną do poziomu nóg człowieka wszystkie trzy równocześnie. Czarna piłka, spadająca z najwyższego punktu, będzie miała przy tym największą prędkość, czerwona — mniejszą, biała najmniejszą. Dlatego piłki będą spadały dalej od podstawy wieży, w tym samym porządku, w jakim je wyrzucano: czarna, czerwona, biała. Faza w tym wypadku nie ulega odwróceniu. Dla scharakteryzowania tego przykładu trzeba podkreślić, że piłki poruszają się w polu ciężkości, w kierunku sił przyciągania, przy czym w pierwszym okresie siły te przeciwdziałają ruchowi piłek, w drugim przyspieszają go. Okazuje się, że przez właściwy wybór pola sił w „przestrzeni polotu" można rów-

nież osiągnąć przemianę nieprzerwanego strumienia elektronów na ciąg impulsów.

2) Następnym, bardzo istotnym elementem klistrona, są specjalne obwody rezonansowe, tzw. pojemnościowe rezonatory, nazywane czasem **rumbatronami**.

Najprostszy obwód rezonansowy, to para płytek (kondensator), połączonych zwojem drutu (cewka). Jeśli równolegle do tego zwoju przyłączymy drugi i dalsze to indukcyjność się zmniejszy i częstotliwość rezonansowa wzrośnie. Przyłączając coraz więcej zwojów, otrzymamy w granicy wydrążone, metalowe ciało, o kształcie toroidalnym, stanowiące całość z dwiema równoległymi płytkami jak pokazuje rys. 3.

Obwód taki nastrojony jest na drganie bardzo wysokiej częstotliwości. Prądy przepływają po jego wewnętrznej powierzchni, dzięki czemu straty na promieniowanie są bardzo małe, ekranowanie zaś pełne, co zmniejsza możliwość szkodliwych sprzężeń.

Dobroć takiego obwodu $Q = \frac{\omega L}{R}$ jest bardzo wysoka i sięga bez obciążenia, 10000, z obciążeniem zaś 1000, czego nie można osiągnąć w zwykłych obwodach.





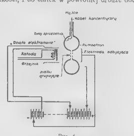
Rys 3

Płytki rumbatronu wykonane są zazwyczaj jako siatki, aby umożliwić przechodzenie przez nie elektronów.

f) Znając już działanie elementów klistrona, zobaczymy w jaki sposób może on stać się generatorem drgań.

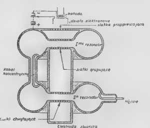
Rozróżnia się dwa typy oscylatorów klistronowych. Jeden można nazwać klistronem odbiciowym, drugi zaś klistronem dwurezonatorowym.

Układ połączeń klistrona odbiciowego przedstawiony jest na rys. 4. Zasada działania wyjaśniona była w drugim z rozpatrywanych przykładów. Elektrony wystrzelone z „działa elektronowego" przebiegają ze wzrastającą prędkością przestrzeń do pierwszej siatki rumbatronu. Między siatkami prędkości elektronów ulegają zmodulowaniu — do czego wnet powrócimy. Zmodulowane elektrony wybiegają w przestrzeń polotu, gdzie napotykają na przeciwdziałające ich ruchowi jednostajne pola elektryczne, wytworzone przez ujemnie spolaryzowaną elektrodę odbijającą. Pewna ilość najszybszych elektronów dochodzi do tej elektrody, większość jednak zawraca i leci z powrotem do siatek rumbatronu. Przez ten czas trwa grupowanie elektronów w paczki, podobnie jak to było z piłkami w polu ciężkości, i do siatek w powrotnej drodze dochodzą mocne impulsy o określonej częstotliwości.



Rys. 4

Jeśli faza tych impulsów jest taka, że wzmacniają one zmienne, modulujące napięcie na siatkach, jeśli więc powracające elektrony trafiają na moment, w którym zmienne pole hamuje je i odbiera od nich energię, to proces modulacji będzie narastał, dopóki nie zostaną osiągnięte drgania nietłumione. Osiągnięcie właściwej fazy i częstotliwości zależy od napięcia na siatkach, prędkości wyjściowej elektronów, potencjału odbijającej elektrody i właściwości rezonatora. Pierwsze początkowe drgania napięcia na siatkach, powstają w rezonatorze w momencie włączenia.



Rys. 5

Drugi typ klistrona, dwurezonatorowy, widzimy na rys. 5.

W tym wypadku w przestrzeni polotu — między I-szym i II-gim rezonatorem — podobnie, jak w pierwszym rozpatrywanym przykładzie

nie ma pola elektrycznego. Elektrony o prędkości zmodulowanej zmiennym napięciem na pierwszej parze siatek — I-szy rezonator w terminologii angielskiej nazywa się „buncher", od słowa „bunch", co oznacza „pęczek, wiązkę", — dochodzą zebrane w pęczki do drugiej pary siatek, II-go rezonatora, umieszczonego w odległości „ogniskowej" i wywołują na nich szybkozmienne „catch" — chwytać. Elektrony, które przelatują napięcie. II-gi rezonator nazywa się „catcher" od przez siatki II-go rezonatora wpadają na elektrodę zbiorczą.

W tym układzie klistron mógłby być wzmacniaczem napięcia lub mocy (na rachunek energii, zużytej w obwodzie katody). Jeżeli zastosujemy sprzężenie zwrotne i drgania z II-go rezonatora podamy po kablu koncentrycznym w odpowiedniej fazie na I-szy rezonator, to modulacja ulegnie wzmocnieniu i klistron zacznie generować. W tym celu oba rezonatory muszą być zestrojone blisko rezonansu, sprzężenie i napięcie anodowe muszą być właściwie wybrane. Regulacja drugiego typu klistrona jest trudniejsza niż typu pierwszego.

Klistron odbiciowy używany jest jako generator małych mocy, np. heterodyna przy modulacji częstotliwości. Klistron dwurezonansowy pozwala na otrzymanie większych mocy, rzędu 1 kW. Napięcia robocze w klistronie są rzędu 1—2 kV, przy czym prądy dochodzą do 15—20 mA. Uzyskano oscylacje na zakresie 5 — 40 cm przy sprawności 30—40%.

Ten nowy typ lampy generacyjnej pozwala uniezależnić się od wpływów czasu przelotu elektronów na przesunięcie fazowe między prądem i napięciem, ponieważ zawsze można tak dobrać czas przelotu i częstotliwość impulsów, by przelot elektronów trwał całkowitą ilość okresu drgań, co pozwala na zachowanie właściwej fazy. **Inż. J. B.**

Inż. F. M.

Oscylograf katodowy

Ra 4001

1. Wstęp.

Dla radiotechnika - konstruktora jednym z najważniejszych przyrządów jest oscylograf katodowy. Możliwość bezpośrednich obserwacji przebiegów elektrycznych w różnych punktach układu stawia oscylograf na pierwszym miejscu przed innymi przyrządami. Przy jego pomocy możemy wykonać między innymi następujące prace:

Pomiar prądu i napięć stałych i zmiennych aż do b. wysokich częstotliwości (f = $\sim 10^8$ c/s).
Pomiar mocy prądu zmiennego
Pomiar kąta przesunięcia fazowego.
Pomiar częstotliwości.
Obserwacje przebiegów zmiennych w czasie.
Pomiary zniekształceń w wzmacniaczach, pomiary przeciążenia i wzmocnienia.
Pomiary charakterystyk lamp, materiałów magnetycznych.
Pomiar procentu głębokości modulacji, strojenie odbiorników z jednoczesną obserwacją krzywej rezonansu itd.

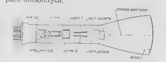
Możliwości różnych pomiarów i sposób ich przeprowadzenia będą tematem jednego z następnych artykułów.

Na tym miejscu podamy opis prostego oscylografu, który może wykonać amator posiadający już nieco doświadczenia w budowie urządzeń radiowych. Autor postawił sobie zadanie skonstruowania oscylografu odpowiadającego wymaganiom radiotechnika a zarazem niedrogiego i co najważniejsze z części, które można na naszym rynku bez trudności dostać.

Po tym wstępie omówimy ogólnie zasadę działania oscylografu a następnie przejdziemy do szczegółowego opisu budowy.

2. Lampa oscylograficzna.

Przekrój lampy przedstawia rys 1, katoda w kształcie małego naczynka wypełnionego „pastą" emitującą elektrony (a więc możliwie punktowe - źródło elektronów), podgrzewana jest grzejnikiem podobnie jak w normalnych lampach odbiorczych.



Rys. 1

Elektrony emitowane z katody wpadają w pole działania systemu elektrod, doznają tu przyspieszenia i ostatecznie uderzają w ekran, który w miejscu trafienia świeci.

Jasność świecenia zależy od ilości eletronów uderzających w ekran na jednostkę czasu, czyli od natężenia prądu. Natężenie prądu elektronów (a zatem jasność świecenia ekranu) zmieniamy, sterując ten prąd napięciem elektrody, zwanej i tu, dla analogii z lampami odbiorczymi, siatką. Dając siatce napięcie bardziej ujemne w stosunku do katody możemy zupełnie zahamować przepływ elektronów.

Zatem siatka reguluje jasność obrazu na ekranie. Następne elektrody anoda 1-sza i 2-ga służą dla dwu celów a mianowicie: nadanie odpowiedniej szybkości elektronom i skupienia na podobieństwo soczewki pęku elektronów w możliwie najmniejszy punkt na ekranie. Anoda pierwsza i druga posiadają potencjał dodatni w stosunku do katody przy czym potencjał anody pierwszej równy jest około ⅓ potencjału anody drugiej. Istnieją również lampy trzyanodowe, w których anoda 1-sza umieszczona jest bezpośrednio za katodą i ma na celu nadanie szybkości elektronom.

Zamiast układu elektrostatycznego można również skupić pęk elektronów przy pomocy pola magnetycznego stałego przebiegającego wzdłuż osi lampy. Sposób ten jest bardziej kłopotliwy ze względu na zasilanie cewek prądem.

Z kolei pęk elektronów przebiega pomiędzy systemami płytek odchylających (Rys. 1 i 2). Rozróżnia się tzw. płytki pionowe i płytki poziome.

rodzaju materiału ekran świeci na zielono, na niebiesko lub na biało (stosowane w telewizji).

Ekran zależnie od składu chemicznego posiada jeszcze jedną bardzo ważną właściwość a mianowicie zdolność świecenia przez pewien czas po ustaniu przyczyny, to znaczy po przesunięciu się pęku elektronów.

Przy fotografowaniu jednorazowych przebiegów ma to duże znaczenie. Na odwrót dla telewizji, gdzie mamy szybkie zmiany naświetlenia, (np. ruch przedmiotu) czas powinien być możliwie krótki.

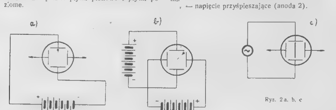
Odchylenie plamki świetlnej na ekranie przy załączeniu napięcia na płytki odchylające określa równanie — (1)

$$a \quad \frac{1}{2}\frac{E}{V}\frac{L\,l}{d} \quad . \quad . \; cm \quad . \quad . \quad (1)$$

gdzie a — odchylenie plamki na ekranie od położenia początkowego w cm.

E — napięcie pomiędzy płytkami odchylającymi.

V — napięcie przyśpieszające (anoda 2).



Rys. 2a, b, c

Strumień elektronów zachowuje się mniej więcej tak jak przewodnik, przez który płynie prąd elektryczny. Jak wiemy z elektrotechniki, działając na przewodnik w którym płynie prąd polem magnetycznym lub elektrycznym, wywołujemy ruch przewodnika. Podobnie ma się sprawa z wiązką elektronów.

O ile pomiędzy parą płytek istnieje napięcie, wtedy pęk elektronów jest przyciągany w kierunku płytki o potencjale dodatnim (rys. 2a).

O ile załączymy napięcie pomiędzy płytkami pionowymi i poziomymi wtedy pęk elektronów odchyli się w kierunku wypadkowej (rys. 2b)

W wypadku napięć o jednakowej wielkości pęk przesunie się pod kątem 45°.

O ile teraz pomiędzy płytki np. pionowe przyłożymy napięcie zmienne, wtedy pęk elektronów odchylać się będzie raz w kierunku płytki górnej raz w kierunku dolnej osiągając najwyższe położenie dla amplitud napięcia (2c).

Pęk elektronów skupiony w punkt trafia na ekran pokryty substancją, która pod wpływem bombardowania elektronami świeci. Zależnie od

L — odległość ekranu od środka płytek odchylających.

l — długość płytek w cm

d — odstęp pomiędzy płytkami w cm.

zatem dla stałych L, l, d, V odchylenie jest proporcjonalne do napięcia na płytkach. (E).

W oscylografach normalnie określa się czułość lampy jako stosunek $\frac{a}{E}$ w mm/l wolt; ze wzoru (1) widać, że im wyższe stosujemy napięcie przyśpieszające (V), tym wprawdzie obraz będzie jaśniejszy (większa szybkość, więcej elektronów w jednostce czasu), ale czułość będzie mniejsza.

Dla lamp normalnych czułość jest rzędu 0,1 — 0,3 mm/V.

Powróćmy do rysunku (2c).

O ile przyłoży się np. na płytki pionowe, napięcie zmienne, wtedy plamka będzie się poruszała w górę i w dół i na ekranie otrzymamy linię pionową o długości odpowiadającej podwójnej amplitudzie. Przypuśćmy teraz, że na płytki

poziome przyłożymy napięcie, którego kształt zmienia się jak na rys. 3.

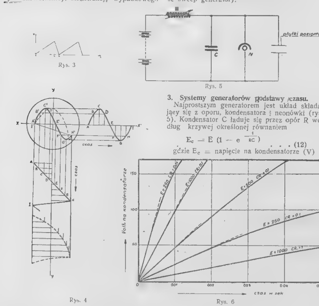
Wtedy plamka zostanie przesuwana ruchem jednostajnym w prawo w czasie od $t_1 - t_2$ a następnie szybko wróci w czasie $(t_2 - t_3)$ w położenie początkowe. Jeżeli teraz na płytki pionowe działa napięcie zmienne, plamka wykonywać będzie ruch wypadkowy i na ekranie ujrzymy obraz sinusoidy (napięcie na płytkach pionowych sinusoidalne). Konstrukcję wypadkowego ruchu plamki przedstawia rys. 4 (linia ciągła).

Część sinusoidy (prawie jeden okres), wykreślonej linią grubą plamka zarysowuje w czasie $t_1 - t_2$ zaś linia cienka określa drogę powrotu w czasie $t_2 - t_3$.

Aby zatem otrzymać na ekranie obraz przebiegu, musimy go niejako rozciągnąć w czasie, włączając na płytki poziome napięcie, o przebiegu jak na rys. 3. W naszym wypadku czas $t_1 - t_2$ jest równy jednemu okresowi przebiegu. Jeżeli czas ten będzie dwu lub kilkakrotnie większy, wtedy na ekranie otrzyma się dwie lub kilka pełnych fal.

Ogólnie więc oscylograf składa się z lampy oscylograficznej, źródła napięć zasilających i generatora napięć o przebiegu jak na rys. 3.

Generator taki w literaturze technicznej nazywa się **generatorem podstawy czasu** (time base sweep generator).



Rys. 3

Rys. 4

Rys. 5

Rys. 6

3. Systemy generatorów podstawy czasu.

Najprostszym generatorem jest układ składający się z oporu, kondensatora i neonówki (rys. 5). Kondensator C ładuje się przez opór R według krzywej określonej równaniem

$$E_c = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad . . . (12)$$

gdzie E_c = napięcie na kondensatorze (V)

E — napięcie baterii (V)

t - czas w sek.

C = pojemność w F

R — opór w omach.

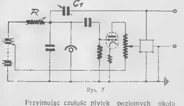
e — 2,71... (podstawa logarytmów naturalnych.)

Równanie to zobrazowane jest na rys. (6) dla różnych wartości CR.

Normalnie kondensator naładowałby się do napięcia baterii; ponieważ jednak równolegle do niego włączona jest neonówka, która przy pewnym napięciu Ez (napięcie zapłonu) zapala się następuje zwarcie kondensatora, w czasie t_2 t_3 (rys. 3). Zatem na kondensatorze i na neonówce napięcie spada.

Neonówka jarzy się tylko do pewnego napięcia ; gdy napięcie spadnie do wartości Eg — odpowiadającego napięciu gaśnięcia, okres rozładowania kończy się i następuje powtórne ładowanie (w tym okresie neonówka ma opór praktycznie nieskończenie wielki).

Na kondensatorze występuje więc napięcie podobne do zębów piły (saw – tooth); amplituda napięcia jest rzędu 30 — 40 woltów i równa się różnicy Ez — Eg.



Rys. 7

Przyjmując czułość płytek poziomych około 0,3 mm V całkowite wychylenie plamki wyniesie najwyżej 12 mm; jest to oczywiście mało i należy napięcie to wzmocnić tak, aby wychylenie plamki zajęło całą średnicę lampy. Układ podobny przedstawia rys. (7).

Jak widzieliśmy z konstrukcji na rys. 4. - b ważną sprawą jest **liniowość** przebiegów generatora podstawy czasu. Gdy przebieg od t_1 do t_2 nie będzie liniowy, wtedy na przykład obraz sinusoidy będzie rozciągnięty niejednakowo jak to przedstawia rys. 4 - krzywa kreskowana.

Liniowość układu z rys. 5 i 7 jest nienadzwyczajna; można ją polepszyć stosując wysokie napięcie ładowania. (Krzywa ładowania ma w swym początku przebieg liniowy jak to przedstawia rys. (6). Stosując napięcie wysokie możemy zlinearyzować w pewnym zakresie nasz przebieg. Przy obserwacji przebiegów o różnych częstotliwościach musimy dobierać częstotliwość generatora podstawy czasu tak, aby w okresie zmienności napięcia „piły" zmieścić jeden lub kilka okresów napięcia badanego.

Im wyższa częstotliwość napięcia badanego, tym wyższa musi być częstotliwość generatora podstawy czasu. Częstotliwość tego ostatniego zależy od wysokości napięcia zasilającego i stałej RC. W praktyce zmienia się opór w sposób ciągły, pojemność kondensatora skokami. Im mniejszy kondensator, tym szybciej będzie się on ładował, tym wyższa będzie częstotliwość.

Oprócz wymagań dotyczących liniowości przebiegu generatora podstawy czasu, żąda się, aby czas ładowania ($t_1 - t_2$) był kilkakrotnie większy (przynajmiej 7 — 8) od czasu rozładowania ($t_2 - t_3$). Chodzi o to, aby powrót plamki był słabo widoczny. Im większa szybkość - tym mniej elektronów uderzających w ekran, tym słabsze świecenie. W przeciwnym wypadku otrzymalibyśmy dwa obrazy na ekranie, co oczywiście nie jest pożądane. Drugą ważną sprawą jest t. zw. synchronizacja. Mianowicie, aby oglądać jakiś przebieg musi on być unieruchomiony na ekranie, zatem co jeden okres obraz ma zająć to samo miejsce na ekranie. Innymi słowy okres generatora podstawy czasu winien równać się stałe wielokrotności okresu przebiegu badanego. Na skutek wahań napięcia zasilającego, temperatury itp. częstotliwość generatora nie jest stałą i trzeba ją w sztuczny sposób podtrzymywać. Uzyskuje się to w ten sposób, że część napięcia badanego włącza się w obwód generatora podstawy czasu. Mianowicie drgania relaksacyjne (do takich należy nasz przebieg) posiadają właściwość synchronizowania się przez drgania o częstotliwości harmonicznej przebieg. Np. jeżeli częstotliwość generatora podstawy czasu wynosi 100 c/s, to da się on synchronizować drganiami o częstotliwości 100, 200, 300 i td. Im stosunek ten będzie większy, tym trudniejsza jest synchronizacja. W praktyce obiera się częstotliwość generatora podstawy czasu nie mniejszą niż 10 razy. od częstotliwości przebiegu badanego. Przy neonówce synchronizowanie jest nie łatwe i mało skuteczne. W układzie na rys. 7 sprzęga się obwody przy pomocy kondensatora C_1. Oprócz tych wad lampy gazowane nie chcą oscylować przy częstotliwościach wyższych. Mianowicie gaz zjonizowany musi mieć czas na dejonizację, to znaczy musi powrócić do stanu, jaki istniał przed zaświeceniem. Trwa to pewną chwilę; dlatego stosunek czasu ładowania do rozładowania jest coraz gorszy i w praktyce najwyższa „możliwa" częstotliwość takiego generatora wynosi około 20.000—50.000 c/s. Specjalnie wykonane lampy osiągają wyższe częstotliwości.

Aby polepszyć liniowość przebiegu zamiast oporu R (rys. 7) włącza się element, którego opór zmienia się z napięciem; tak, aby płynął stały prąd ładowania. Mianowicie przyrost napięcia na kondensatorze określa równanie różniczkowe

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} \cdot I \quad . \quad . \quad (3)$$

$\frac{dU}{dt}$ — przyrost napięcia na jednostkę czasu

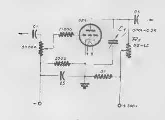
C — pojemność

I — prąd

Zatem aby linia ładowania była linią prostą —

czyli przyrost wielkością stałą, musi być prąd I constans.

Osiąga się to, włączając w miejsce oporu R np. pentodę, której charakterystyki anodowe $I_a = f(U_a)$ mają przebieg płaski prawie niezależny od napięcia anodowego.



Rys. 8

Dla uniknięcia trudności synchronizowania skonstruowano gazowaną triodę tak zwany **tyratron.** Punkt zapłonu tyratrona zależy również od napięcia na siatce. W czasie synchronizacji siatka tyratronu otrzymuje impulsy, które wywołują jonizację w żądanym czasie, a zatem synchronizację.

Układ generatora z lampą tyratronową przedstawia rys. (8).

Kondensator C^1 ładuje się przez opór R^1. Potencjometr w obwodzie siatki służy do zmiany wielkości napięcia synchronizującego. Opór 725000 Ω ogranicza prąd siatki tyratronu, który mógłby zbyt obciążyć źródło napięcia synchronizującego.

Napięcie dostarczane przez układ tyratronowy jest na ogół wystarczające do wychylenia plamki na cały ekran. Dla osiągnięcia liniowego przebiegu wykorzystuje się część napięcia, dodając jeden stopień wzmocnienia, poza tym zamiast oporu R^1 włącza się pentodę. Częstotliwość górna jest rzędu 20—50 kc/s, przy czym liniowość i stosunek czasu wychylenia do powrotu jest przy wyższych częstotliwościach niekorzystny.

Przy stosowaniu specjalnych lamp osiąga się częstotliwości do 100 000 c/s

Dla obserwacji przebiegów o wysokich często tliwościach, częstotliwość generatora podstawy czasu musi dochodzić przynajmniej do 300.000 c/s.

Generatory tego typu zbudowane są z lamp próżniowych. Przy lampach dużej mocy i dużym nachyleniu (np. system Philipsa 2×AL4 i AF 7), wysokich napięciach zasilających i starannym montażu (małe pojemności szkodliwe) dochodzi się do około 300—400 kc/s.

Oprócz tych systemów stosuje się jeszcze odchylanie napięciem sinusoidalnym. Mianowicie odcinek sinusoidy przy przejściu przez oś czasu, jest w przybliżeniu liniowy (w zakresie 60°), a mianowicie:

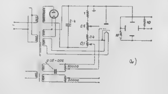
sin 30° to jest $\sin \frac{\pi}{6} = 0{,}5$

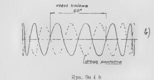
$\frac{\pi}{6} \cong 0{,}525$, zatem linia prosta w granicach od —30° - +30° z odchyleniem 2,5%. Dając odpowiednio wysokie napięcie odchylające (dla lampy o średnicy 60 mm i czułości 0,1 mm/V około 430 Vskut.) otrzymamy odchylanie liniowe. Reszta przebiegu (nieliniowa) znajduje się poza ekranem lampy.

Zakładając szerokość sinusoidy przebiegu badanego 5 mm, na ekranie zobaczymy 12 fal, w czasię odpowiadającym kątowi $\frac{2\pi}{6}$. (średnica ekranu 60 mm).

Odpowiada to częstotliwości około 3600 c/s, zatem stosując napięcie sieci o częstotliwości 50 c/s możemy obserwować przebiegi od częstotliwości 300 c/s (cała fala) do 3600 c/s.

Powiększając napięcie podstawy czasu możemy przebieg jeszcze bardziej rozciągnąć i oglądać trochę wyższą częstotliwość. Zbyt wysoko z napięciem iść jednak nie można ze względu na możliwości przebicia. W każdym razie jest to najprostszy układ zastępujący generator podstawy czasu.





Rys. 9a i b

Musimy tu jeszcze zastosować urządzenie gaszące lampę w czasie drogi powrotnej promienia. Inaczej będziemy widzieli na ekranie obraz podwójny.

Robi się to w ten sposób, że na pierwszą siatkę lampy oscylograficznej włącza się napięcie przesunięte w fazie o 90°.W momencie powrotu promienia, ekran jest ciemny. Oczywiście oko tego nie widzi na skutek bezwładności naszych organów wzrokowych. Układ i przebieg na ekranie przedstawia rysunek 9a i 9b.

Uzwojenie zasilające płytki poziome musi być dobrze izolowane od uzwojenia pierwotnego.

Oprócz odchylenia elektrostatycznego (płytki) stosuje się odchylanie elektromagnetyczne (cewki). Konieczność użycia takiego sposobu zachodzi wtedy, gdy chcemy badać przebiegi prądowe.

Prostopadle do biegu elektronów umieszcza się po dwu stronach lampy cewki, odchylające. Odchylanie elektromagnetyczne ma szczególnie zastosowanie w telewizji. Przebieg prądu w cewce generatora podstawy czasu, powinien mieć również kształt zębów piły.

4. Konstrukcja oscylografu

Jakie wymagania stawia amator oscylografowi? Aby odpowiedzieć na to pytanie, zastanówmy się nad pracami przeciętnego radiotechnika. Obok pomiarów napięć, częstotliwości itd, należą tu badanie przebiegów we wzmacniaczach niskiej częstotliwości, to jest określenie dopuszczalnego wysterowania, optymalnych warunków pracy, badanie odbiorników, a więc kontrola szerokości wstęgi, działania automatyki itp.

Dla krótkofalowców - nadaweów, ważnym zagadnieniem jest kontrola jakości i procentu modulacji, kluczowania, a zatem jak widać na ogół ograniczamy się do badań w zakresie niskiej częstotliwości.

W wypadku konstrukcji signalgeneratorów wysokiej częstotliwości, jakość krzywej można by określić inną metodą, np. pomiarem natężenia harmonicznych przy pomocy odbiornika itp. Ostatecznie możemy obserwować przebiegi zakresu najniższego, to jest około 100 kc/s. Wtedy przyjmując minimalną szerokość sinusoidy przebiegu około 6 mm, otrzymujemy przy średnicy ekranu 60 mm i górnej częstotliwości generatora podstawy czasu 10 kc/s — **10 sinusoid.**

Najniższa częstotliwość określona będzie najniższą częstotliwością badaną.

Częstotliwości akustyczne najniższe, są rzędu 20 — 30 c/s. Aby obserwować przynajmniej 2 sinusoidy na ekranie, najniższa częstotliwość generatora podstawy czasu winna wynosić około 10 c/s.

Liniowość przebiegu winna być dobra. Stosunek czasu wychylenia („czynnego") plamki do czasu powrotu przynajmniej **7 : 1.**

Generator powinien dać się łatwo synchronizować w całym zakresie częstotliwości.

Oprócz tego oscylograf powinien zawierać wzmacniacz napięć badanych, na płytkach pionowych tak, by wychylenie plamki dla 0,5 wolta wynosiło przynajmniej 10 mm.

Zakres częstotliwości mierzonych od 30 c s do 100.000 c s przy spadku charakterystyki nie większym jak 0,5 db. (6%). Dodatkowo autor postawił sobie zadanie skonstruowania oscylografu prostego i taniego tak, by całość można było zmontować z części, jakie każdy radioamator posiada, względnie może nabyć bez trudności na rynku.

Opis układu:

Schemat ideowy oscylografu przedstawia rys. 10. Dla łatwiejszego zrozumienia omówimy poszczególne człony oddzielnie:

Lampa oscylograficzna LB8.

Na rynku znajduje się obecnie wiele lamp z urządzeń wojskowych. Wśród nich doskonałą i względnie tanią jest lampa oscylograficzna LB8 (LB1).

Dane techniczne:

Uż=11 — 13,5V (12,6) średnica ekranu ~ 60mm
Iż = 0,27A
Ua_2 max = 2.000 V
Ua_1 = 200 ± 75 V
Ug = —50 — —15 V

Dopuszczalne napięcie pomiędzy płytkami odchylającymi — 1.000 V.

Czułość płytek pionowych 0,08 mm/V przy Ua_2 = 2.000 V.

Czułość płytek poziomych 0,05 mm/V przy Ua_2 = 2 000 V.

Ostrość promienia dla Ua_2—2.000V Ia=50 μA ~ 0,5 mm, pojemność między płytkami pionowymi — 2,7 pF, pojemność pomiędzy płytką pionową, a innymi elektrodami uziemionymi — 7,8 pF, ponieważ stosowane napięcie zasilacza wynosi 700 V, zatem czułość odpowiednio zwiększy się. Lampa ta jest trzyanodową, z których promień połączona jest z 3-cią (najwyższe napięcie) i nazywamy ją a_3.

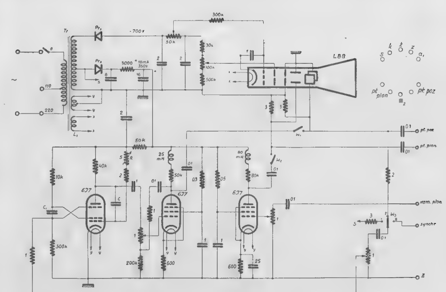
W oscylografie modelowym zmierzona czułość wynosiła dla płytek pionowych 0,33 mm V, dla poziomych 0,22 mm V.

Można by zasilać lampę napięciem do 300 voltów, wtedy jednak przy wyższych częstotliwościach (duża szybkość promienia) świecenie jest słabe i niewyraźne.

Poza tym ze względu na dużą czułość, lampa jest bardzo wrażliwa na wpływ pól obcych, a zwłaszcza pól magnetycznych. Przy zwartej budowie istnieje niebezpieczeństwo wpływu ze strony transformatora sieciowego. Lampę należy umieścić w rurze z blachy żelaznej o grubości co najmniej 1,5 mm.

Zasilacz. Cały układ zasilany jest z małego transformatorka z odbiornika 3-lampowego. Napięcie anodowe 2×300 V, z czego wykorzystuje się jedno uzwojenie (300V) do zasilania generatora i wzmacniacza, zaś oba razem (600 V) do zasilania lampy oscylograficznej.

Do prostowania użyto prostowników selenowych. Wysokie napięcie prostuje się 3-ma prostownikami, połączonymi w szereg (po 20 płytek na prostownik). Napięcie niższe prostuje się jednym zespołem (23 płytki).



Rys. 10

Uwaga. Katoda lampy oscylograficznej ma być połączona w punkcie pomiędzy oporem 30 KΩ i potencjometrem 50 KΩ. Poza tym katoda powinna być połączona z włóknem (x)

Ponieważ prąd układu lampy oscylograficznej jest b. mały, rzędu 1 — 1,5 mA, a sama lampa pobiera od 50 — 100 μA, wystarczą dla dobrego odfiltrowania kondensatory o pojemności po 2 μF. Jako opór filtrujący zastosowano potencjometr 50.000, służący zarazem jako dzielnik napięcia siatki.

Dodatkową filtrację uzyskujemy przy pomocy oporu 300 k Ω i kondensatora 1 μF.

Jasność promienia zmienia się przy pomocy potencjometra 100 k Ω.

Anoda druga wraz z płytkami połączona jest **z uziemieniem** i najwyższym napięciem + 700V.

Prąd układu generatora i wzmacniacza wynosi ok. 10 mA. Stosując elektrolity, wystarczy dać opór filtrujący zamiast dławika. Oczywiście w miejsce selenów możemy zastosować i lampy prostownicze.

Generator podstawy czasu.

Z omówionych wyżej układów dla założonych warunków, możliwy byłby do przyjęcia układ z tyratronem.

No tak, ale tyratronów w tej chwili na rynku nie ma. Budować generator na kilku lampach próżniowych zwiększyłoby koszt oscylografu.

W latach wojny szybki rozwój techniki radarowej dał jednak nowości i w dziedzinie generatorów podstawy czasu.

W czasopiśmie Wirelles World, (June 1946), podano nowy układ generatora na jednej lampie próżniowej.

Generator ten jest połączeniem układu transitronowego z tak zwanym integratorem Millera. Układ transitronowy był omówiony w Nr 1 Ra przy opisie signalgeneratora; tutaj jest urządzeniem pomocniczym, służącym dla utrzymania periodyczności przebiegów.

W integratorze Millera wykorzystuje się właściwość wzmacniacza oporowego, w którym pojemność wejściowa równa jest pojemności siatka anoda, pomnożonej przez (1+K), gdzie K oznacza wzmocnienie układu.

Jak widzimy ze schematu (rys. 11), pomiędzy anodą i siatką włączona jest pojemność C.

Powróćmy na chwilę do rys. 6, na którym łatwo zobaczyć, że im wyższe będzie napięcie zasilające, tym bardziej linijny będzie przebieg ładowania.

Rys. 11

Wykorzystując odpowiednio mały odcinek, otrzymamy pożądany przebieg napięcia generatora.

Integrator Millera przedstawiony jest na rys. (11). Opór R_1 jest bardzo mały w porównaniu z oporem R (> 2 — Mg) tak, że układ zastępczy można przedstawić jako generator w szereg z oporem R i kondensatorem C

Przyjmijmy, że w pewnym momencie kondensator jest naładowany, a przez lampę płynie jakiś prąd. Prąd ten wywołuje spadek napięcia na oporze R_1 tak, że anoda a jest ujemna w stosunku do punktu b. Siatka g jest ujemna w stosunku do punktu b i potencjał jej równy jest sumie spadku na oporze R_1 i napięcia zasilającego. Jednocześnie siatka g jest ujemna w stosunku do katody c o spadek na oporze R_1; gdy kondensator C rozładowuje się, zmniejsza się napięcie pomiędzy punktami a — g i siatka jest mniej ujemna w stosunku do katody c. Wywołuje to wzrost prądu anodowego, który ze swej strony czyni bardziej ujemnym punkt a, w stosunku do b, zatem gdy Vag zmniejsza się, wzrasta Vba; jeżeli dobierzemy tak warunki układu, że Vag — Vba, wtedy pomiędzy punktami b i g będzie stała różnica potencjałów i przez opór R będzie płynął **prąd stały**.

Jak wiemy z równania (3) prąd stały jest warunkiem liniowego przebiegu napięcia na kondensatorze w czasie ładowania względnie wyładowania. Praca tego typu generatora jest odmienna, niż dotychczasowych

Kondensator „C" szybko ładuje się przez opór R_1 i przestrzeń siatka—katoda, a następnie **rozładowuje** się prądem o stałym natężeniu — przez opór R.

W rzeczywistości Vgb nie może być stałe, ponieważ wtedy byłoby stałe i Vgc, a stałe napięcie na siatce nie wywołałoby wzrostu prądu anodowego. Jednak przy dużym wzmocnieniu Vba może być o wiele większe, niż Vgc i liniowość będzie bardzo dobra.

Jeżeli K oznacza wzmocnienie, wtedy prąd wyładowania kondensatora

$$i = \frac{E}{R} e^{\frac{-t}{T}} \quad \text{gdzie } T = CR\,(1 + K)$$

(efekt Millera)

Vab = K. Vgc

Vgc = E — i. R (E napięcie zasilacza)

Vac = Vbc — Vab

Vac = E — K (E — i.R)

$$Vac = E \left\{ 1 - K \left(1 - e^{\frac{-t}{T}}\right) \right\}.$$

Zatem napięcie anoda—katoda zmienia się tak, jakby kondensator o pojemności C (1+K) ładował się z źródła napięcia równego (—E. K.).

Na przykład stosując pentodę o nachyleniu S = 6 mA/V i opór R_1 równy 10 K Ω, uzyskujemy wzmocnienie K = 60. Jeżeli napięcie zasilające E = 250 V, wtedy układ będzie się zachowywał tak, jakby napięcie to było równe

250 . 60 — 15.000 V!

Wykorzystując 2% krzywej teoretycznie otrzymujemy 300 woltów. Oczywiście nigdy w prak-

tyce nie otrzymamy napięcia większego od napięcia zasilania. Maksymalne możliwe napięcie wynosi około 80% E.

Przy wykorzystaniu układu innych elektrod dla periodycznych przebiegów napięcie jeszcze się zmniejszy.

W wykonanym modelu uzyskano amplitudy napięcia około 60 — 90 woltów. Liniowość bardzo dobra, stosunek czasu wychylenia do powrotu 30 : 1 dla niskich częstotliwości, dla wysokich 10 : 1. Ponieważ napięcie 60 woltów dla lampy o czułości 0,22 mm V daje zbyt małe wychylenie (około 13 mm) należy użyć dodatkowej lampy jako wzmacniacza. Potrzebna amplituda napięcia wychylającego przy średnicy ekranu 60 mm wynosi

$$\frac{60}{0,22} = 270 \text{ woltów.}$$

Niełatwo jest otrzymać na zwykłej lampie takie napięcie bez zniekształceń. Ponieważ jednak napięcie generatora jest względnie wysokie, zastosowano silną ujemną reakcję zarówno prądową jak i napięciową.

Wzmacniacz poza tym powinien dobrze pracować w zakresie od 10 c/s do 100000 c/s. Dla poprawienia charakterystyki na wyższych częstotliwościach włączono cewkę kompensacyjną o wartości około 25 mH. (Jak wykazały pomiary na skutek silnej ujemnej reakcji można się bez niej obejść).

Częstotliwość generatora zależy od pojemności C, C_1 i oporu R. W zakresie częstotliwości od 10 c/s do 10000 c/s należy zmienić skokami pojemności, a w sposób ciągły opór R. Zastosowano opór o wartości 5 Meg. Przy dodatkowym oporze szeregowym 2 Meg stosunek częstotliwości skrajnych wynosi jak 1 : 3,5.

Poniższa tabela podaje wartości C i C_1

F c s	10-35	30 105	100-350	320÷1100	1000-3500	3200-10000
C pF	25000	10000	3500	1000	300	90
C_1 pF	10000	2500	1000	220	90	90

W braku potencjometru na 5 Meg można dać potencjometr o wartości 1 Mg i kilka oporów stałych po 1 Meg z przełącznikiem.

Synchronizację zastosowano w obwodzie siatki chwytnej; aby umożliwić stosowanie różnych źródeł synchronizacji, przełącznikiem włącza się siatkę chwytną na napięcie o częst. 50 okresów (1) na płytki pionowe (2) oraz na zacisk zewnętrzny S (3).

Amplitudę napięcia synchronizacyjnego reguluje się potencjometrem 1 Meg.

Wzmacniacz do płytek pionowych

Czułość płytek pionowych wynosi 0,33 mmV dla wychylenia na wysokość 25 mm

potrzebne jest napięcie $\frac{25}{0,33}$ 75' = woltów.

Napięcie skuteczne $\frac{75}{\sqrt{2}} = \sim 53$ woltów.

W założeniu żądaliśmy aby wzmacniacz pozwolił na wychylenie do 10 mm przy napięciu 0,5 wolta. Warunek ten ustala wzmocnienie równe 60. Zastosowano pentodę i uzyskano wzmocnienie około 80.

Zakres częstotliwości od 30 — 100000 c s przy odchyleniach charakterystyki nie większych jak 0,5 db. ustalił wartości kondensatorów i oporów. Dla poprawienia charakterystyki na najwyższych częstotliwościach zastosowano cewkę o indukcyjności 80 mH w szereg z oporem anodowym.

W taki sposób uzyskano żądany przebieg charakterystyki częstotliwości. Niestety, przebieg ten jest prawdziwy dla skrajnego (maksymalnego) położenia ślizgacza potencjometru. Przy innych położeniach, pojemność wejściowa lampy (ok.30pF) bocznikuje część potencjometru przez co zmienia się charakterystyka na wyższych częstotliwościach. Należy to brać pod uwagę przy obserwowaniu przebiegów o częstotliwościach wyższych. Wtedy harmoniczne są przez układ zmniejszone i krzywa jest na pozór czysta. Dlatego należy brać możliwie najmniejsze napięcie i wykorzystać pełne wzmocnienie.

Uniknąć tej wady można stosując na wejściu selektodę i regulować wzmocnienie zmianą nachylenia (opór w katodzie). Wskutek zakrzywienia charakterystyki takiej lampy, mogą wystąpić zniekształcenia i dlatego należałoby stosować minimalne napięcie wejściowe (poniżej 0,5 wolta).

Ten warunek znowu wymaga dodatkowego wzmacniacza co powiększyłoby koszt oscylografu. Firmy produkujące oscylografy stosują specjalne lampy o dużym nachyleniu i łagodnym przebiegu charakterystyki, a takich na rynku w tej chwili nie ma.

Oprócz takiego układu w najnowszych oscylografach stosuje się jako stopień pierwszy lampę której opór pracy włączony jest w obwód katody, (cathode follower). Silna ujemna reakcja w ten sposób zmniejsza wzmocnienie poniżej 1. Opór katodowy (2 ÷ 3 K Ω) jest potencjometrem z którego zbiera się napięcie do dalszych stopni wzmacniacza. Pojemność wejściowa tych stopni nie ma już takiego wpływu na opór potencjometru. W ten sposób układ jest jakby transformatorem; z oporu wejściowego lampy — (do kilku megomów) transformuje się na opór 2 3 kilomów.

Ze względu na prostotę budowy układu tego nie zastosowano. Można by zbudować dodatko-

wy ten stopień jako oddzielną sondę i kablem (0,5 — 1 mm) doprowadzić do oscylografu.

Jako lampy w trzech stopniach użyto metalowej amerykańskiej 6J7.

Całość zmontowana w metalowym pudle (najlepiej żelaznym). Wyłączniki W_1 i W_2 sprzężone są z potencjometrami regulującymi amplitudę generatora podstawy czasu oraz wzmocnienia wzmacniacza do płytek pionowych.

Wyłączniki te odłączają resztę układu przy badaniu przebiegów załączonych wprost na płytki.

Wyłącznik sieci sprzężony jest z potencjometrem regulującym jasność lampy oscylograficznej.

Przy montażu należy zwrócić uwagę na dobre ekranowanie magnetyczne i elektrostatyczne lampy oscylograficznej. W wypadku pól zewnętrznych na przykład ze strony transformatora sieciowego otrzymamy obraz nieostry.

Poza tym należy oddzielić ekranem układ generatora podstawy czasu od wzmacniacza dla płytek pionowych.

W układzie nie zastosowano urządzenia do przesuwania plamki. Przy lampie LB8 nie jest to konieczne, gdyż plamka jest bardzo dobrze centrowana. Poza tym musielibyśmy dodać jeszcze 2 potencjometry.

Jeżeli generator podstawy czasu daje napięcia o przebiegu prawidłowym, obraz mieści się zawsze symetrycznie na ekranie.

Mam nadzieję, że niejeden z amatorów zbuduje sobie wyżej opisany oscylograf; nie jest on trudny w budowie a korzyści naprawdę duże.

Fotografię modelu ze względów technicznych umieścimy w numerze następnym.

Przegląd schematów

Przedstawiamy dwa najnowsze odbiorniki produkcji francuskiej (na podstawie pisma La Television Française — 12.46 i 1.47).

Schemat 24. Super „AS" (Radialva). Uniwersalny super 4-ro zakresowy (dwa zakresy fal krótkich 6 — 12 Mc/s i 10 — 22 Mc/s).

Na wejściu trioda-heksoda ECH3. Ponieważ napięcie zasilające sieci wynosi 110 V, w obwodzie anodowym części triodowej heksody włączony jest dławik zamiast zwykle stosowanego oporu. Takie rozwiązanie spotykamy we wszystkich amerykańskich, czy francuskich superach małych wymiarów.

Częstotliwość pośrednia 472 kc/s. Po wzmacniaczu pośredniej na lampie EF9, sygnały są detektorowane i wzmacniane w lampie EBF2

Diody połączone są równolegle i pracują wspólnie dla tonu i automatyki. Oczywiście brak jest napięcia opóźniającego automatykę.

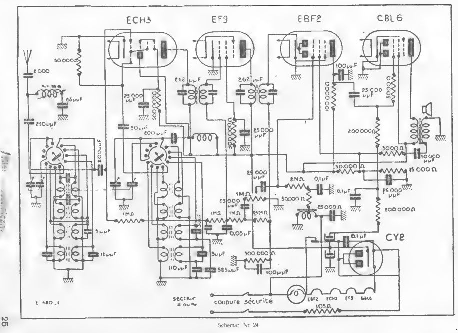
Po wzmacniaczu napięciowym następuje wzmacniacz końcowy na lampie CBL6. Moc wyjściowa 1W przy zniekształceniach 7 proc. Dla polepszenia jakości zastosowano ujemną reakcję z uzwojenia wtórnego transformatora na siatkę ekranującą lampy EBF2. Na uwagę zasługuje zasilanie. Do filtrowania służą dwa elektrolity i dławik w przewodzie minusowym. Spadek napięcia na dławiku wykorzystany jest jako ujemne napięcie dla lampy końcowej i wzmacniacza napięciowego. Oprócz tego widzimy przekaźnik zwierający żaróweczkę oświetleniową w momencie włączenia odbiornika.

Normalnie przekaźnik jest zwarty. Gdy lampy się podgrzeją, płynie prąd anodowy i pole magnetyczne dławika rozwiera przekaźnik, żaróweczka świeci. Na schemacie jest kilka błędów: brak połączenia oporu 200.000 omów filtrującego ujemne napięcie dla lampy głośnikowej, z końcem dławika połączonym z jednym biegunem sieci; następnie przekaźnik ma zwierać tylko żaróweczkę oświetleniową, a nie wszystkie włókna lamp. Czułość odbiornika od 20—30 μ V dla 50 mW mocy wyjściowej.

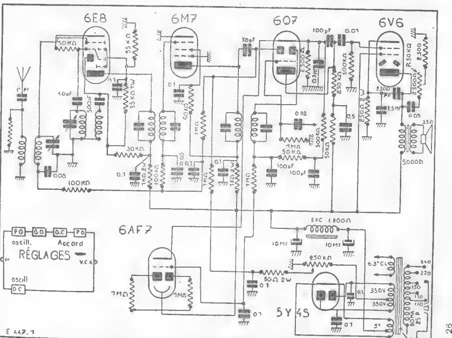
Schemat 25. Super f-my Croizet-Radio na lampach amerykańskich. Schemat ten podajemy ze względu na wykorzystanie lamp amerykańskich, znajdujących się na rynku.

Odbiornik na prąd zmienny, 3 zakresy fal, czułość z anteną wewnętrzną dla mocy 50 mW od 20—30 μ V. Moc wyjściowa 1,5 W przy zniekształceniach 3,5 proc.

Na wejściu heksoda-trioda 6E8. Wzmacniacz pośredniej z lampą 6M7. Po detekcji w lampie 6Q7 (oddzielnie dioda dla tonu, i dla automatyki) i wzmocnieniu sygnały sterują lampę końcową 6V6. Poza tym magiczne oko 6AF7 jako wskaźnik dostrojenia. W schemacie opory 250 kΩ (w minusie) i 50 Ω (filtrujący napięcie opóźniające automatykę) powinny być wartościami zamienione.



Schemat Nr 24



Schemat Nr. 25

Rozmaitości

W 9 Nr „Radia" podaliśmy opis popularnych dzisiaj w Ameryce „Signal Tracerów". Z nadesłanych nam korespondencji prezentujemy nowe rozwiązanie tego wszechstronnego przyrządu.

WYGODNY PRYRZĄD DO WYKRYWANIA USZKODZEŃ W RADIOODBIORNIKACH (Signal Tracer)

Na rynku amerykańskim pojawił się obecnie nowy typ przyrządu o stosunkowo prostej konstrukcji, służący do wykrywania uszkodzeń w radioodbiornikach względnie w innych urządzeniach niskiej i wysokiej częstotliwości. Konstruktorzy przyrządu wychodzili z założenia że dawna metoda wykrywania uszkodzeń, polegająca na intuicji technika, popartej dłuższym doświadczeniem, względnie metodą, ograniczająca się tylko do pomiaru napięć, prądów i oporów przyrządem uniwersalnym, nie może być wystarczająca.

Rys. 1

Najszybciej prowadzi do wykrycia błędu czy uszkodzenia w odbiorniku prześledzenie sygnału od wejścia odbiornika aż do wyjścia. Śledzenie za sygnałem odbywać się powinno optycznie i słuchowo. Ponieważ przyrząd do wykrywania uszkodzeń powinien być łatwo przenośny, prosty w obsłudze i tani, konstruktorzy zrezygnowali ze stosowania oscylografu katodowego, miernika zniekształceń itp.

Przyrząd składa się właściwie z dwóch części zasadniczych (rys. 1):

a) woltomierza lampowego, nadającego się do pomiarów wielkiej, pośredniej i niskiej częstotliwości,

b) wzmacniacza niskiej częstotliwości z głośnikiem, względnie słuchawkami, pozwalającego na ocenę słuchową jakości sygnału.

Czułość całego urządzenia jest dostateczna dla ustalenia obecności względnie braku sygnału w każdej części odbiornika. Zakres częstotliwości sięga od najniższych, akustycznych, do 10 megacykli.

Woltomierz lampowy posiada bardzo duży opór wejściowy, przez co unika się obciążenia badanego obwodu. Woltomierz ten jest zaopatrzony w przyrząd pomiarowy (miliamperomierz), pozwalający na względny pomiar siły sygnału.

Zasada działania urządzenia widoczna jest z rys. 1.

Wartości elementów są następujące:

R_1 — 20 megomów, ½ wata,
R_2 = 20.000 omów, ½ wata,
R_3 — 1000 omów, ½ wata,
R_4 — R_8 = 500 omów, ½ wata,
R_5 500 omów,
R_6 50.000 omów, ½ wata,
R_7 — 0,5 megoma (potencjomierz).
C_1 200 cm, mikowy
C_2 C_4 = 20000 cm.
C_3 — 4 MF (elektrolityczny)

Pierwszy stopień układu z lampą 1T4, stanowi woltomierz lampowy o detekcji siatkowej. Mostek detekcyjny stanowi kondensator 200 cm i opór siatkowy 20 megomów.

Przełącznik umieszczony w obwodzie anodowym pozwala na włączenie następnego stopnia wzmocnienia, wówczas gdy sygnał ma być odbierany na głośnik. Gdy na siatkę pierwszej lampy nie przedostaje się żaden sygnał, to w obwodzie tej lampy płynie prąd, gdyż siatka ma potencjał równy zeru.

Z chwilą zjawienia się sygnału, następuje dodatkowy prąd siatkowy, który na oporze R_1 wytwarza spadek napięcia, polaryzujący siatkę ujemnie. Prąd anodowy wskutek tego ulega zmniejszeniu. Umieszczony w obwodzie anodowym miliamperomierz wykazałby więc zmniejszenie się prądu. Dla wygody łączy się tu miliamperomierz odwrotnie tj. końcówkę plus do anody, a końcówkę minus do dodatniego bieguna baterii. Potencjomierzem 500 omowym (R_5) sprowadza się wskazówkę miliamperomierza na zero, wówczas, gdy nie ma sygnału doprowadzonego do siatki.

W ten sposób przy istnieniu sygnału na wejściu, miliamperomierz będzie wskazywał wzrost prądu.

Przyrząd pomiarowy jest to miliamperomierz z cewką ruchomą w polu silnego magnesu kobaltowego.

Kondensator C_1, opór R_1 oraz lampa 1T4 umieszczone są w jednej tulei ekranowanej mosiądzem. Z tulei wystaje tylko pręcik, będący doprowadzeniem do kondensatora C_1 (Rys. 2). Pręcikiem tym dotyka się tych części radioodbiornika, które są źródłem napięć zmiennych jakiejkolwiek częstoliwości.

W drugim stopniu wzmacniacza została zastosowana lampa 3S4 lub 3Q4, głośnik dynamiczny małej średnicy, ze stałym magnesem. Całość zasilana jest z baterii, umieszczonych zresztą we wspólnej obudowie z przyrządem. Po wstępnym sprawdzeniu w odbiorniku napięć ewentualnie prądów przy pomocy uniwersalnego woltomiliamperomierza, przystępuje się do lokalizowania uszkodzonego elementu odbiornika przy pomocy opisanego powyżej przyrządu. Znalezienie otwartych, zwartych, czy szumiących oporów, uszkodzonych kondensatorów, cewek czy uzwojeń transformatorów, nie przedstawia żadnych trudności.

Przyrząd może być stosowany łącznie z generatorem sygnałowym W braku takiego można posługiwać się odbiorem radiostacji

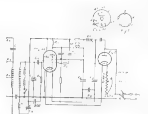
Podany opis odnosi się do przyrządu, znajdującego się na rynku amerykańskim.

Nie ma specjalnych trudności w zbudowaniu podobnego urządzenia w swoim własnym warsztacie; lampy mogą być zastąpione typami europejskimi.

Dr inż. A. **Blicher**

ODBIORNIK D. K. E. NA LAMPACH ZASTĘPCZYCH

Dość rozpowszechniony jest popularny typ odbiornika uniwersalnego, reakcyjnego (D. K. E.), zasilanego z sieci.



Rys. 1
Schemat popularnego odbiornika reakcyjnego sieciowego (D. K. E.)

Stosowane w nim lampy serii „V" — są obecnie dość trudne do nabycia na rynku, a nadto dość kosztowne. Możemy jednak zastosować w nim lampy zastępcze, w wielu wypadkach łatwiejsze do nabycia i poza tym niejednokrotnie tańsze.

Sama adaptacja aparatu do pracy na lampach zastępczych nie przedstawia trudności, ani nie wymaga poważniejszej przeróbki. Może być z powodzeniem wykonana przez cokolwiek zaawansowanego radioamatora.

W niniejszym opisie są podane wskazówki do przeprowadzenia zamiany lamp, przy czym dla łatwiejszego zrozumienia — omówione będą wpierw najważniejsze cechy samego układu, w oparciu się o jego schemat ideowy (rys. 1).

Opis odbiornika

Odbiornik D. K. E. jest odbiornikiem uniwersalnym, jednoobwodowym, przystosowanym do zasilania z sieci prądu stałego i zmiennego o napięciu od 110—220 V. Zakres fal: 200 — 600 m i 800 — 2000 m. Pracuje na 2 lampach serii V o minimalnym poborze prądu żarzenia (rzędu 50 mA): lampa V C L 11 i lampa VY_2.

Lampa VCL 11 jest lampą kombinowaną o napięciu żarzenia 90 V. Stanowi ona połączenie 2 lamp w jednej bańce szklanej: część triodowa lampy pracuje jako detektor, część tetrodowa — jako końcowy wzmacniacz niskiej częstotliwości.

Lampa VY_2 pracuje jako prostownik jednokierunkowy; jej napięcie żarzenia wynosi 30 V.

Obydwie lampy są pośrednio żarzone. Napięcie żarzenia ich wynosi w sumie 120 V. Włókna żarzenia są połączone szeregowo i przez opór R załączone do sieci. Wartość oporu R wynosi 2000 Ω. odgałęzienia 600 Ω. Przełączanie odbiornika na różne napięcia sieci odbywa się przy pomocy zwieracza. Przy napięciu sieci 110 V — opór R jest zwarty na krótko, przy napięciu zaś 150 V — włączona jest tylko część oporu (odgałęzienie na 600 Ω). Natomiast przy napięciu 220 V jest włączony całkowity opór R. Redukuje on nadwyżkę napięcia, wynoszącą 100 V (różnica między napięciem sieci 220 V i napięciem żarzenia lamp 120 V wynosi 100 V), przy czym wartość prądu (50 m A) pozostaje ta sama

W części triodowej lampy VCL11 znajduje się strojony obwód wejściowy, składający się z kondensatora C_2 i cewki dla fal średnich i długich, włączonej równolegle; kondensator C_3 i cewka L stanowią reakcję

Kondensator C_4 i opór R_1 tworzą tzw. mostek detekcyjny. Po prostowaniu — niska częstotliwość przechodzi z części triodowej lampy na tetrodową przez kondensator C_5 i opór R_2 na siatkę tetrody i poprzez tetrodę — do głośnika.

Między stopniem końcowym a detektorem jest zastosowane za pomocą oporu R_3 tzw. odsprzęganie, czyli ujemna reakcja. Polepsza ona charakterystykę, z drugiej strony jest ona konieczna w tym układzie z uwagi na to, że lampa VCL11 jako lampa kombinowana, składająca się z 2 lamp, ma tendencję do sprzęgania się i mogłaby oscylować.

W obwodzie zasilacza jest użyta lampa VY2 spełniająca, jak już wyżej podano — rolę prostownika jednokierunkowego. Kondensatory C_6 i C_7 oraz dławnik Dł — tworzą filtr prostownika, skąd napięcia stałe są odprowadzane do anod i do siatki ekranującej lampy VOL 11.

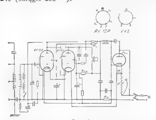
W obwodzie antenowym są trzy gniazda (A_1, A_2 i A_3). Kondensator C_1 spełnia rolę kondensatora skracającego obwód antenowy.

Dostosowanie układu do pracy na lampach zastępczych
(rysunek 2 i 3)

Z kolei omówimy manipulację, związaną z zamianą lamp w odbiorniku na typy zastępcze.

Pomiędzy lampami produkowanymi podczas wojny dla radiowego sprzętu wojskowego, są niektóre typy nadające się do pracy w odbiornikach uniwersalnych, zwłaszcza lampy serii RV—12P, z której dla przykładu wybieramy lampę RV — 12P — 2000, jako zastępczą dla lampy VCL11 i VY2.

W miejsce VCL 11 należy użyć 2 lampy RV — 12P. Łączne napięcie żarzenia lamp VCL 11 i VY 2 wynosi 120 V, wartość napięcia żarzenia 2 lamp RV—12 P, użytych w miejsce lampy VCL 11 — wynosi przy ich szeregowym połączeniu włókien — 25 V, co wraz z napięciem żarzenia lampy VY 2 — daje 55 V. Przy napięciu sieci 220 V, różnica wynosi 165 V. Prąd żarzenia lampy RV—12P jest równy 74 mA, dzieląc 165 V przez 0,074 A, otrzymamy całkowitą wartość oporu R, wynoszącą 2240 Ω Ponieważ opór ten posiada już 2000 Ω, należy więc **zwiększyć go przez załączenie w szereg dodatkowo 240** (okrągło 250 Ω).



Rys. 2

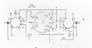
Wobec tego, że w obwodzie żarzenia płynie prąd 75 m A, a lampa VY 2 jest dostosowana do 50 m A, należy **równolegle do jej włókna żarzenia załączyć opór RV.** Wielkość tego oporu obliczamy, dzieląc napięcie żarzenia lampy VY 2—30 V przez 0,024 A, **otrzymamy 1250 Ω czyli wartość oporu RV**, przy obciążalności minimum 2 W.

Rys. 3 przedstawia sposób zmontowania 2 lamp RV—12 P na podstawce zużytej lampy VCL 11.

Jedna lampa RV—12 P zastępuje część triodową lampy VCL 11, może tu pracować jako trioda i wówczas należy **spiąć siatki S_2 i S_3 z anodą,** lub też jako pentoda i wówczas należy **włączyć w obwód jej siatki ekranującej S_2 — opór RS_1 wartości 0,8 do 1 M Ω, oraz kondensator CS_1 o pojemności 0,5 do 1 μ F.**

W tym drugim wypadku otrzymujemy nieco większe wzmocnienie stopnia audionowego.

Druga lampa RV—12 P zastępuje tetrodową część lampy VCL 11 i pracuje jako pentoda końcowa. W związku z tym należy **zwiększyć opór RV z poprzedniej wartości 300 Ω do 500 Ω i w obwód siatki ekranującej S_2 tej lampy włączyć opór RS_2 — 10.000 omów oraz kondensator CS_2 wartości około 0,1 μ F.**


Rys 3

W ten sposób byłaby załatwiona sprawa zamiany lampy VCL 11 dwoma lampami zastępczymi RV — 12P.

Chcąc użyć jeszcze w miejsce lampy VY2 — lampy zastępczej RV—12P, musimy **zwiększyć wartość oporu R o 180 Ω, siatkę S_2 i S_3 spiąć bezpośrednio z anodą, zaś siatkę S_1 poprzez opór rzędu 2000—5000 Ω.** Wynika to z następującego obliczenia:

napięcie żarzenia 3 lamp RV—12P wynosi
$3 \times 12{,}6\ V = 37{,}8\ V$
prąd żarzenia 74 mA $= 0{,}074\ A$
stąd wartość oporu

$$R = \frac{220\ V - 37{,}8\ V}{0{,}074\ A} = 2430\ \Omega$$

Taką wartość musi zatem posiadać w tym wypadku opór R, przy obciążalności minimum 4W.

Lampę prostowniczą VY 2 można w braku lampy zastępczej zastąpić zwykłym prostownikiem selenowym na obciążenie ok. 15 mA.

W tym wypadku — zamiast lampy VY2 należy **w obwód żarzenia włączyć opór**, tak, aby całkowita wartość oporu R wynosiła 2635 Ω.

Sam prostownik da się osadzić na podstawce ze zużytej lampy VY2.

M. Wargalla

DOROBIENIE ZAKRESU FAL KRÓTKICH DO DKE

Aby umożliwić posiadaczom prostych odbiorników, względnie dobry odbiór szeregu stacji francuskich, rosyjskich, angielskich i innych w ciągu całego dnia, pokażemy jak w stosunkowo łatwy sposób można dorobić zakres fal krótkich

do odbiornika DKE bez których odbiór w ciągu dnia jest praktycznie niemożliwy. W tym celu należy przygotować:

1. przełącznik czteropozycyjowy (typu błyskawicznego),
2. rurkę preszpanową o średnicy w granicach 1,5—3 cm i długości około 4 cm.

Wykonanie cewki krótkofalowej.

Cewkę do odbiornika modelowego wykonano z rurki po przebitym suchym elektrolicie (używanym w odbiornikach DKE w filtrze anodowym) o średnicy zewnętrznej 2,2 cm.

Użyto połowę rurki, resztę ucięto. Mniej więcej na środku rurki nawinięto drutem miedzianym w emalii o średnicy 1 mm sześć zwojów siatkowych. Pomiędzy zwojami siatkowymi nawinięto uzwojenie reakcyjne — 7 zwojów drutem miedzianym w jedwabiu o średnicy 0,2 mm.

Cewkę antenową nawinięto (obok cewki siatkowej) drutem 0,2 mm w jedwabiu — 5 zwojów.

W wypadku, gdyby radioamator nie miał do dyspozycji takiej rurki, jakiej użyto w aparacie modelowym, to ilość zwojów siatkowych obliczyć można z grubym przybliżeniem dla średnic od 1,5 — 3 cm ze wzoru

$$n_2 = \sim \sqrt{\frac{D}{D_2}} \cdot n_1$$

n_1 i D_1 zwoje i średnica rurki w przykładzie,
n_2 i D_2 „ „ w zmienionych warunkach.

Cewkę łączymy według schematu dołączonego obok. Gdy już mamy cewkę gotową przystępujemy do wykonania podłączenia cewki do aparatu.

Rys. 4

Podłączenie cewki do aparatu.

Przede wszystkim musimy zmienić częściowo układ. A więc aby osiągnąć reakcję na falach krótkich, należy dobudować układ filtru wysokiej częstotliwości. W tym celu odlutowujemy od końcówki kondensatora reakcyjnego (od strony anody lampy detekcyjnej) kondensator stały 300 pF (rys. 1), (łagodził on reakcję na falach średnich i długich), a w szereg z oporem anodowym lampy detekcyjnej załączamy 10 K Ω (0,5 wata) i blokujemy go odlutowanym kondensatorem 300 pF.

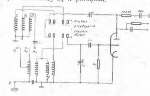
Teraz, gdy układ jest już przygotowany, przystępujemy do podłączenia cewki krótkofalowej

Układ po przeróbce

Do kondensatora antenowego 300 pF (A_1) zamiast cewki dla fal średnich i długich, załączamy cewkę antenową dla fal krótkich.

Na fale krótkie będziemy mieli dodatkowy przełącznik, który należy umocować z boku skrzynki nad cewkami średnio i długofalowymi. Połączenia należy wykonać dokładnie według schematu załączonego poniżej. Szczególnie należy zwrócić uwagę na połączenia przy przełączniku. Kiedy już wszystko zostanie zmontowane, przystępujemy do sprawdzenia i uruchomienia aparatu.

Badamy początkowo zakres fal średnich. Kółko strojeniowe nastawiamy na Warszawę I lub II, (tę, która w danej chwili jest czynna), przełącznik dodatkowy załączamy na taką pozycję, która daje możliwości odbioru fal średnich i długich i regulując kondensatorem reakcyjnym badamy, czy jest reakcja i czy Warszawę słychać tak, jak przed przeróbką. To samo sprawdzamy na zakresie fal długich — jeżeli i tu otrzymamy reakcję, oznacza to, że te zakresy są w porządku.



Rys. 5 *)

A teraz przystępujemy do sedna sprawy. Przełącznik dodatkowy załączamy na pozycję fal krótkich. Obracając kondensatorem reakcyjnym sprawdzamy, czy osiąga się reakcję na tym zakresie — winno powstać charakterystyczne puknięcie z przygwizdem.

O ile reakcja wystąpi, to znaczy, że cewka krótkofalowa jest dobrze nawinięta i połączenie wykonano bez pomyłki, gdyby reakcja nie wystąpiła, to należy jeszcze raz sprawdzić cewkę krótkofalową i połączenia.

W wypadku, gdy reakcja na falach krótkich wystąpi, sprawdzamy odbiornik na antenie zewnętrznej. Zakres krótkofalowy ma swoją antenę (A_1), którą można używać tylko na fale krótkie. Załączamy antenę i regulując kółkiem strojeniowym i kondensatorem reakcyjnym, staramy się odebrać jakąś stację.

Aparat modelowy przy 30 mtr. antenie zewnętrznej odbierał w dzień kilka stacji francuskich, rosyjskich i angielskich. Wieczorem odbiór był jeszcze lepszy, stacje krótkofalowe można było odbierać prawie tak głośno jak Warszawę.

Przy tej cewce odbiornik pokrywa zakres krótkofalowy od 18 — 52 m.

A. Kosiarski

*) Opór anodowy wraz z kondensatorem sprzęgającym ma być połączony w punkcie pomiędzy oporem 10 K Ω a kondensatorem 300 pF, a nie bezpośrednio z anodą.

Odpowiedzi Redakcji

Jankowski Kazimierz, Warszawa. — Opis przyrządu do mierzenia oporów i kondensatorów będzie zamieszczony w jednym z następnych numerów miesięcznika.

Łuczak Jerzy, Gdańsk.—W dwójce uniwersalnej można użyć dowolne zespoły cewek z jakiegoś innego aparatu, jeżeli oczywiście nie są one uszkodzone. Lampa 6L5 jest triodą o następujących danych: żarzenie: 6,3v, 0,15 A, Va = 250 V; Ia = 3,5 mA; V_{s1} = — 9 V; Rwewn = 0,011 MΩ. Na jeden kupon dajemy tylko jedną odpowiedź.

Janek z Podhala, Sucha. — Serdecznie dziękujemy za miły list; niestety, co do znaków Morse'a to jest Pan w błędzie. Krótkofalowcy stosują znaki międzynarodowe, znaki podane przez Pana są to znaki t. zw. **USA. Morse.**

Malicki, Bydgoszcz. — Opis cechowania i zastosowania signalgeneratora omówiono wyczerpująco w Nr 10 „Radia".

Trimery C_1—C_6 — służą do ustalania początku każdego zakresu. Poza tym przy zmianie lampy wyrównuje się nimi pojemność początkową obwodu. Opór Rg służy do obciążenia prostownika przed podgrzaniem się lamp, obniża w ten sposób szczytowe napięcie na kondensatorze, oczywiście nie jest on koniecznie potrzebny.

K. Lewartowicz, Łódź. — Przyczyną słabego odbioru, przydźwięku itp. w odbiorniku Ra 2101U jest przypuszczalnie brak zwarcia siatki ekranującej przez kondensator do masy.

Gniazdka od adapteru powinny być zwarte w czasie odbioru (linia kreskowana).

Przy odtwarzaniu płyt należy gniazdka rozewrzeć i włączyć przewody od adaptera. Wtedy siatka ekranująca gra rolę siatki sterującej dla niskiej częstotliwości.

Jak w artykule może być z powodzeniem użyty głośnik dynamiczny. Transformator powinien być o takiej przekładni aby lampa pracowała na swój opór optymalny to jest około 20000 Ω.

Dla napięcia sieci 120 V można włączyć w szereg żarówkę o mocy około 10 W. W każdym wypadku należy skontrolować prąd żarzenia, który winien wynosić około 75 mA.

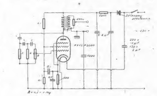
W. Ch., Ustronie M. — W schemacie Nr 17 (wzmacniacz „Philips") wartości potencjometrów są następujące: (R) 50000, (L) 10000, (Gr) 50000 omów; kondensator 0,27 uF. Audycję z mikrofonu praktycznie można nałożyć tylko w sposób podany na schemacie.

Sobolewski Br., Przytyk. — Odnośnie tongeneratorów oporowych opisanych w Nr 1 Ra, rozważania teoretyczne określają częstotliwość wzorem:

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6}} \quad (c/s, \Omega, F) \text{ lub } f = \frac{65}{CR} \quad (kc/s, Mg, pF)$$

przy czym C winno być większe lub najwyżej równe 100 pF.

Wzmocnienie lampy winno być większe lub równe 27 (osłabienie układu filtrów). Prosty generatorek jednolampowy do zasilania mostków podaje poniżej rysunek.



Gzowski Olgierd, Kalisz.—Do opisanego w numerze 7 mostka pojemnościowego jako źródło zasilające można użyć bateryjkę czterowoltową lub akumulator o tym samym napięciu.

Wyskalowanie mostka z kondensatorem o nieliniowej charakterystyce nastręczy duże trudności i będzie on niewygodny w użyciu, gdyż z jednej strony podziałki na każdym zakresie wystąpi zagęszczenie odczytywanych pojemności.

„Radiopartacz" Ryś, Kraków. — Schemat w zasadzie jest prawidłowy z pominięciem reakcji w stopniu wysokiej częstotliwości, która uniemożliwi strojenie odbiornika.

Odbiór zagranicy w dzień nawet na duże aparaty praktycznie możliwy jest tylko na zakresie krótkofalowym oraz przy dobrej antenie na falach długich. Radzimy wobec tego do posiadanego odbiornika dobudować „fale krótkie" w/g opisu w Nr 6 tyg. ‚Radio i Świat".

Pawlik Józef, Prudnik.—W aparacie „Philips 77" z podanych przez Pana szczegółów należy wnioskować, że powinny być zastosowane następujące lampy: ECH3, EF9, EM1, EBL1, AZ1.

Wiszniewski, Warszawa. — Plus kondensatora elektrolitycznego (32 µF) w filtrze n. cz. może Pan załączyć do jednego z biegunów żarzenia lampy prostowniczej.

Kondensatory elektrolityczne należy badać napięciem stałym, równym przynajmniej wielkości napięcia pracy. W czasie próby w wypadku dobrego kondensatora wielkość przyłożonego napięcia nie powinna ulec znaczniejszemu spadkowi; Inne kondensatory można badać przy pomocy mostków pojemnościowych.

Miejsce załączenia odprowadzenia do zwykłej anteny zewnętrznej może wpłynąć na siłę odbioru stacji lokalnej o ile ta znajduje od strony doprowadzenia.

Przybysz Czesław, Warszawa. — Odbiornik f-my Elektrit typ Allegio posiada lampy: EK2, EBC3, EM1 oraz, jeśli jest tylko odbiornikiem sieciowym na pr. zmienny: EL3 i AZ1 lub, jeśli jest typem uniwersalnym: CL4, CY1, EUV1.

Mołek Stefan, Łódź. — Zamiast lampy RV12P2000 w dwójce z Nr 9 można zastosować lampy RV12P4000 z tym, że wartość oporu redukcyjnego zostanie zmniejszona do ok. 920 omów.

Wilczyński A., Toruń. — Do przyrządu pomiarowego najlepiej nadają się prostowniczki miedziowe — kryształki galeny, używane jako detektory nie spełnią zadowalająco swojej roli.

KUPON Nr 11

na odpowiedź w „Radio"

Nazwisko ....

Adres ....

....

Jodko Witold, Chełm Lub. — W Polsce nie ma jeszcze oficjalnej wytwórni produkującej seryjnie jakikolwiek sprzęt radiowy. Niektóre części oraz zespoły cewek posiada spółdzielnia „Radiosprzęt", której ogłoszenie znajduje się w Nr 7 miesięcznika.

Siemiennik Teodor, Rembertów. — Sprawa dotycząca teoretycznego „rozbioru" radioaparatu zostanie uwzględniona w jednym z następnych numerów w artykule, omawiającym prawidłowe czytanie schematów.

Michalczyk Włodzimierz. — Sposób zastąpienia lampy prostowniczej prostownikiem suchym podany został w Nr 2 (74) tyg. „Radio i Świat" z r. b., natomiast sposób obliczenia oporu redukcyjnego znajdzie Pan w Nr 29 (52) tygodnika z r. ub.

„Grodnianka", Ełk. — Ponieważ nabycie lampy prostowniczej 25Z5 przedstawia duże trudności, radzimy zastąpić ją prostownikiem selenowym lub lampą 25Z6 wzgl. 25Y5, które wymagają jednak zmiany podstawki w aparacie na typ, odpowiadający typowi danej lampy.

Sanecki Michał, Włocławek. — Znając przekrój rdzenia Q w cm^2 łatwo jest obliczyć transformator sieciowy, posługując się ogólną formułą $Z = \frac{10^8}{4.44 . f . B . Q}$, gdzie poszczególne symbole oznaczają: Z — ilość zwoi na wolt, f = 50 — częstotliwość sieci, B — indukcja w gaussach (dla transf. do radioodbiorników przyjmuje się B = 10 do 12 tys. gaussów).

Przekrój drutów dla poszczególnych uzwojeń $q = \frac{I}{S}$; i gdzie I — prąd w amperach S — gęstość prądu w Amp/mm^2 (w praktyce $S = 2,5 \div 3\ A/mm^2$ w zależności od mocy transformatora).

Chmura Julian, Wojnicz. — Transformator do 3-lampowego Supera angielskiego musi oddawać ok. 50 watów mocy. Inne wielkości można obliczyć, posługując się nomogramem Nr 1 z Nr 1 miesięcznika.

Uzwojenie pierwotne z kilkoma odczepami na różne napięcia można wykonać drutem o jednej grubości jeżeli pozwolą na to wymiary rdzenia, jest to jednak nieoszczędne ze względu na miejsce, dlatego zwykle stosuje się drut coraz cieńszy tak, jak to wynika z obliczenia.

Wielkość uzwojenia wirnika zależy od formy jego nawinięcia oraz od rodzaju samej maszyny. Ogólnie $Z = \frac{E . a . 6 . 10^8}{\Phi . p . n}$;

E — napięcie maszyny ; a — liczba par gałęzi
Φ — strumień magn. p—liczba par biegunów n—obroty.

Liberadzki, Warszawa. — W czterolampowym superze bateryjnym z telefunkenowskimi lampami stalowymi może mieć zastosowanie następujący komplet: DCH11, DF11, DBC11, DZ11.

Radliński J., Kraków. — Do wykonania zasilacza sieciowego potrzebny jest przede wszystkim transformator, który włączony do sieci prądu zmiennego po stronie wtórnej daje odpowiednie napięcie żarzenia i anodowe. W dalszym ciągu dla wyprostowania napięcia trzeba użyć lampę prostowniczą (lub prostownik stykowy) oraz filtr kondensatorowo - dławikowy, wygładzający pulsacje napięcia wyprostowanego.

Ordza Witold, Toruń. — Lampa telefunkena RG62 jest lampą prostowniczą wypełnioną gazem (w odróżnieniu do lamp próżniowych), służącą do specjalnych celów, gdzie chodzi o otrzymanie dużej wartości prądu wyprostowanego.

Lugowoj S., Radom. — Lampa St V 280/40 może być użyta tam, gdzie zachodzą znaczniejsze wahania napięcia w sieci zasilającej. Jest to stabilizator napięcia 280 woltów przy prądzie 40 mA.

ERRATA

W Nr 10 „Radio" z winy korektora wkradły się następujące błędy:

$$Im = Imo . e^{-\frac{r}{2L} \cdot t}$$

str. 10, lewa szpalta, 5 wiersz od dołu ma być

str. 26, lewa szpalta, od góry 16 wiersz ma być: — około 10000 Ω

NOMOGRAM Nr 10

Indukcyjność, pojemność i częstotliwość

Przy obliczaniu wartości obwodów rezonansowych posługujemy się klasycznym wzorem

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (c/s, H, F)$$

względnie

$$f = \frac{10^3}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{159}{\sqrt{LC}} \quad (Mc/s, \mu H, pF)$$

obliczając wg długości fali otrzymamy wzór:

$$\lambda = 1,885 \sqrt{LC} \quad (m, \mu H, pF)$$

na podstawie tych wzorów wykonany jest poniższy nomogram.

Wykorzystać go możemy również dla fal długich, pamiętając o tym, że powiększenie pojemności lub indukcyjności 100 razy — zwiększy długość fali 10 razy.

Na przykład chcemy zaprojektować obwód na fale długie. Pojemność kondensatora 500 pF, fala o długości 2000 m (f = 0,15 Mc/s), łączymy punkt 500 pF na skali pojemności i 200 m na skali fal. Linia prosta przecina skalę indukcyjności w punkcie 22 pH. Dla fali 10 razy większej (2000) należy powiększać indukcyjność 100 razy. Zatem szukana cewka winna mieć indukcyjność 22.100 = 2200 μH = 2,2 m H.

Redaguje **Komitet** — Wydawca: **Biuro Wydawnictw P. R.**

Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 60.—

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., 1/2 kol. — 5.000 zł., 1/4 kol. — 3.000 zł., 1/8 kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

B-31363

$\lambda_m = 1.885 \sqrt{L_{\mu H} C_{pF}}$

Indukcyjność w μH

Częstotliwość w Mc/s

Fala w m

Pojemność w pF

Nomogram 10